KWARTALNIK TELEKOMUNIKACYJNY

CZASOPISMO

WYDAWANE PRZEZ SEKCJĘ TELEKOMUNIKACYJNĄ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH
przy poparciu
MINISTERSTWA POCZT i TELEGRAFÓW oraz MINISTERSTWA KOMUNIKACJI

Nr 2-3
1948

ROK 11 (5) KWIECIEŃ – WRZESIEŃ 1948 Nr 2–3

KWARTALNIK TELEKOMUNIKACYJNY

CZASOPISMO

WYDAWANE PRZEZ SEKCJĘ TELEKOMUNIKACYJNĄ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH
przy poparciu
MINISTERSTWA POCZT i TELEGRAFÓW oraz MINISTERSTWA KOMUNIKACJI

TREŚĆ Nr 2–3

INŻ. JÓZEF PLEBAŃSKI

Metoda dobieranych sprzężeń dla polepszania charakterystyk kierunkowych

STRESZCZENIE

Przy pewnych dobranych sprzężeniach np. między antenami ramowymi powstają charakterystyki fazowe. Dzięki temu można zmniejszyć rozstawienie między antenami przy tej samej charakterystyce kierunkowej.

A method of improving the directional characteristics by suitable coupling

SUMMARY

With chosen couplings e. g. between frame aerials, phasecharacteristics are got. Due to that, the spacing between aerials can be reduced for the same directional characteristic.

1. WSTĘP

W praktyce radiowej mamy jednak wypadki, w których siła elektromotoryczna występuje nie tylko w obwodzie pierwotnym, ale także i w innych. Wypadek ten zachodzi np. w antenach kierunkowych. Znane zjawisko anten, działających jako reflektory czynne, można ująć teorią obwodów sprzężonych.

Właściwie mówiąc, równoległe zasilanie obwodów sprzężonych jest ogólniejszym zjawiskiem w praktyce radiowej i w większości wypadków jest zjawiskiem niepożądanym. W odbiornikach np. unika się tego przez staranne ekranowanie. W antenach goniometrycznych i w innych wypadkach unika się tego częstokroć przez odsprzęganie. Teoretycznie biorąc, właściwym byłoby podejście do teorii obwodów sprzężonych przy założeniu, że siła elektromotoryczna jest w każdym obwodzie. Wypadek, gdy siła elektromotoryczna jest tylko w jednym obwodzie byłby poszczególnym wypadkiem takiej ogólnej teorii.

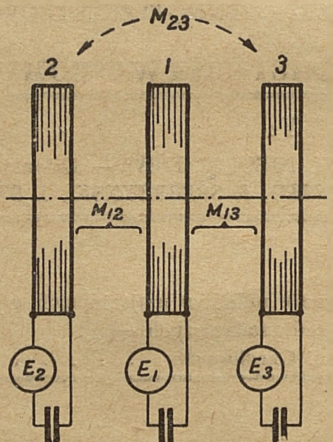
2. UPROSZCZONA TEORIA TRZECH SPRZĘŻONYCH OBWODÓW ZASILANYCH RÓWNOLEGLE

Jak wiadomo, sprzężenia między obwodami mogą być najrozmaitszego rodzaju i w najogólniejszym wypadku możemy mówić o impedancji sprzęgającej, składającej się z części rzeczywistych (oporności omowe) i urojonych (indukcyjności i pojemności). Jeżeli w grę wchodzą lampy wzmacniające, możemy mieć również sprzężenie elektronowe.

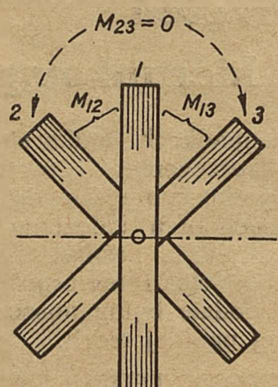
Jeżeli weźmiemy większą ilość sprzężonych obwodów, to matematyczne podejście będzie bardzo trudne i skomplikowane, zwłaszcza przy mieszanych sprzężeniach. Możemy jednak tę sprawę uprościć przez ograniczenie zadania do sprzężeń, które są możliwe w praktyce, w celu wyjaśnienia pewnych zjawisk niepożądanych lub w celu osiągnięcia pewnych korzyści.

Powyższe tematy były już częściowo poruszane przez autora w różnego rodzaju publikacjach w okresie przedwojennym*), które jednak podczas ubiegłej wojny uległy zniszczeniu tak, że obecnie nie zawsze możliwe jest powołanie się na nie.

Weźmy dla przykładu trzy obwody sprzężone, rozstawione jak na rys. 1 lub 2 (3 ramoanteny). W takim wypadku możemy przyjąć, że sprzężenie M_{23} między drugim i trzecim obwodem jest tak małe, że może być pominięte. Wobec tego otrzymamy uproszczone równania, które łatwo możemy rozwiązać.



Rys. 1. Trzy sprzężone obwody zasilane jednocześnie.



Rys. 2. Trzy sprzężone ramoanteny.

$$\widehat{E}_1 = \widehat{Z}_1 \widehat{i}_1 + j\omega M_{12} \widehat{i}_2 + j\omega M_{13} \widehat{i}_3 \qquad (1)$$

$$\widehat{E}_2 = \widehat{Z}_2 \widehat{i}_2 + j\omega M_{12} \widehat{i}_1 \qquad (2)$$

$$\widehat{E}_3 = \widehat{Z}_3 \widehat{i}_3 + j\omega M_{13} \widehat{i}_1 \qquad (3)$$

gdzie $\widehat{Z}_1 = R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right); \; j = \sqrt{-1}$

ω — częstotliwość kątowa

M_{12} — wzajemna indukcyjność między obwodem 1 i 2.

M_{13} — wzajemna indukcyjność między obwodem 1 i 3.

E_1, E_2, E_3 — siły elektromotoryczne

i_1, i_2, i_3 — prądy w obwodach

Z_1, Z_2, Z_3 — impedancje poszczególnych obwodów (zespolone)

W równaniach tych przyjęto, że oprócz sprzężeń indukcyjnych między obwodami, żadnych innych sprzężeń nie ma. Oczywiście jest to bardzo duże uproszczenie, jednakże jeżeli weźmiemy cewki lub ramoanteny według rys. 1 i 2, to odpowiada to w zupełności rzeczywistości. Otrzymane rezultaty teoretyczne tłumaczą niektóre niepożądane zjawiska spotykane w praktyce i z drugiej strony stwarzają pewne możliwości, podane poniżej, które mogą być wyzyskane w praktyce.

Chcąc rozwiązać powyższe równania, pomnóżmy równanie (1) przez $\widehat{Z}_2 \widehat{Z}_3$, równanie (2) przez $-j\omega M_{12} \widehat{Z}_3$ i równanie (3) przez $-j\omega M_{13} \widehat{Z}_2$, po czym dodajmy prawe i lewe strony tych równań. Otrzymamy wtedy

$$\widehat{E}_1 \widehat{Z}_2 \widehat{Z}_3 - \widehat{E}_2 j\omega M_{12} \widehat{Z}_3 - \widehat{E}_3 j\omega M_{13} \widehat{Z}_3 = \\ = \widehat{i}_1 (\widehat{Z}_1 \widehat{Z}_2 \widehat{Z}_3 + \omega^2 M_{12}^2 \widehat{Z}_3 + \omega^2 M_{13}^2 \widehat{Z}_2)$$

stąd

$$\widehat{i}_1 = \frac{\widehat{E}_1 \widehat{Z}_2 \widehat{Z}_3 - \widehat{E}_2 j\omega M_{12} \widehat{Z}_3 - \widehat{E}_3 j\omega M_{13} \widehat{Z}_2}{\widehat{Z}_1 \widehat{Z}_2 \widehat{Z}_3 + \omega^2 M_{12}^2 \widehat{Z}_3 + \omega^2 M_{13}^2 \widehat{Z}_2} \qquad (4)$$

Podstawiając $\widehat{i}_1$ w równanie (2) otrzymamy:

$$\widehat{i}_2 = \frac{-\widehat{E}_1 j\omega M_{12} \widehat{Z}_3 + \widehat{E}_2 (\widehat{Z}_1 \widehat{Z}_3 + \omega^2 M_{13}^2) - \widehat{E}_3 \omega^2 M_{12} M_{13}}{\widehat{Z}_1 \widehat{Z}_2 \widehat{Z}_3 + \omega^2 M_{12}^2 \widehat{Z}_3 + \omega^2 M_{13}^2 \widehat{Z}_2} \qquad (5)$$

i podstawiając $\widehat{i}_1$ z równania (4) w równanie (3), otrzymamy

$$\widehat{i}_3 = \frac{-\widehat{E}_1 j\omega M_{13} \widehat{Z}_2 + \widehat{E}_3 (\widehat{Z}_1 \widehat{Z}_2 + \omega^2 M_{12}^2) - \widehat{E}_2 \omega^2 M_{12} M_{13}}{\widehat{Z}_1 \widehat{Z}_2 \widehat{Z}_3 + \omega^2 M_{12}^2 \widehat{Z}_3 + \omega^2 M_{13}^2 \widehat{Z}_2} \qquad (6)$$

Jeżeli przyjmiemy (rys. 1), że cewki 1 i 2 są połączone z antenami Bellini-Tosi lub Adcock'a, a cewka 3 jest połączona z anteną otwartą, to z powyższych wzorów możemy odrazu wywnioskować, że sprzężenia, zależnie od amplitud E_1, E_2, E_3 i faz, zniekształcają znane charakterystyki kierunkowe.

Z powyższych wzorów (4), (5) i (6) wynika, że mianowniki dla $\widehat{i}_1$ $\widehat{i}_2$ $\widehat{i}_3$ są jednakowe, a ponieważ przy rozpatrywaniu charakterystyk kierunkowych wielkości $\widehat{Z}_1$, $\widehat{Z}_2$, $\widehat{Z}_3$ ω i ωM_{12}, ωM_{13} są stałe, przeto i mianowniki są stałe.

*) Patent U.S.A. 2, 227, 155.

Z tego względu możemy je określić jako $\Sigma \widehat{Z}^3 = \text{const.}$ Przy rozpatrywaniu anten kierunkowych wystarczy zatem rozpatrzenie zmian $\widehat{i}_1$ $\widehat{i}_2$ $\widehat{i}_3$ w zależności od zmian $\widehat{E}_1$ $\widehat{E}_2$ i $\widehat{E}_3$.

3. WYPADEK SZCZEGÓLNY: 2 OBWODY SPRZĘŻONE

W celu lepszego przestudiowania tego problemu uprośćmy najpierw zadanie do dwóch anten ramowych sprzężonych indukcyjnie.

W tym wypadku $\widehat{E}_3 = O$ i $M_{13} = O$; znaczy to, że

$$\widehat{i}_1 = \frac{\widehat{E}_1 \widehat{Z}_2 - \widehat{E}_2 j \omega M_{12}}{\widehat{Z}_1 \widehat{Z}_2 + \omega^2 M_{12}^2} =$$

$$= \frac{\widehat{E}_1}{\Sigma \widehat{Z}^2 / \widehat{Z}_2} - \frac{\widehat{E}_2}{\Sigma \widehat{Z}^2 / j \omega M_{12}} \qquad (7)$$

$$\widehat{i}_2 = \frac{\widehat{E}_2 \widehat{Z}_1 - \widehat{E}_1 j \omega M_{12}}{\widehat{Z}_1 \widehat{Z}_2 + \omega^2 M_{12}^2} =$$

$$= \frac{\widehat{E}_2}{\Sigma \widehat{Z}^2 / \widehat{Z}_1} - \frac{\widehat{E}_1}{\Sigma \widehat{Z}^2 / j \omega M_{12}} \qquad (8)$$

W równaniach tych $\Sigma \widehat{Z}^2 = \widehat{Z}_1 \widehat{Z}_2 + \omega^2 M_{12}^2$

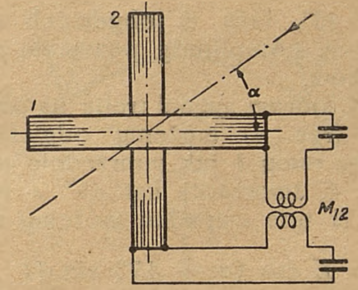
Z powyższych równań widzimy, że obydwie siły elektromotoryczne działają zupełnie niezależnie od siebie (co zresztą jest zgodne z ogólnym prawem superpozycji prądów i napięć w układach prostolinijnych) i impedancja pierwszego obwodu dla siły elektromotorycznej $\widehat{E}_1$, działającej w tym obwodzie, równa się

$$\frac{\Sigma \widehat{Z}^2}{\widehat{Z}_2} = \frac{\widehat{Z}_1 \widehat{Z}_2 + \omega^2 M_{12}^2}{\widehat{Z}_2},$$ zaś dla siły elektromotorycznej E_2, działającej z drugiego obwodu, równa się $\frac{\Sigma \widehat{Z}^2}{j \omega M_{12}} = \frac{\widehat{Z}_1 \widehat{Z}_2 + \omega^2 M_{12}}{j \omega M_{12}}$,

To samo zjawisko mamy w drugim obwodzie. Do powyższych wyników można łatwo dojść, biorąc np. zwykłe znane równania dla prądów w dwóch sprzężonych obwodach i dodając prąd pierwotny (przy $\widehat{E}_1$ w obwodzie pierwotnym) do wtórnego (przy $\widehat{E}_2$ w obwodzie wtórnym). To samo możemy zrobić w odniesieniu do obwodu wtórnego.

4. TEORIA SPRZĘŻONYCH RAMOANTEN BELLINI-TOSI LUB ADCOCK'A.

Weźmy teraz dwie ramoanteny, ustawione pod kątem prostym względem siebie i sprzężone indukcyjnie według rys. 3.



Rys. 3. Dwie ramoanteny sprzężone (M_{12}) na zewnątrz.

Jeżeli ramoanteny są jednakowe, to możemy napisać

$$\widehat{E}_1 = E \cos\alpha \,.\, \sin\omega t \qquad (9)$$

$$\widehat{E}_2 = E \sin\alpha \sin\omega t \qquad (10)$$

Dla prądów i_1 i i_2 otrzymamy natenczas z równań (7 i 8)

$$\widehat{i}_1 = E \frac{\widehat{Z}_2 \cos\alpha \sin\omega t - \omega M_{12} \sin\alpha \cos\omega t}{\Sigma \widehat{Z}^2} \qquad (11)$$

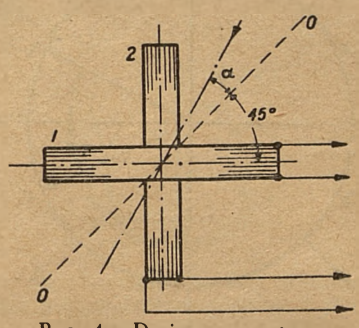
$$\widehat{i}_2 = E \frac{\widehat{Z}_1 \sin\alpha \sin\omega t - \omega M_{12} \cos\alpha \cos\omega t}{\Sigma \widehat{Z}^2} \qquad (12)$$

Jeżeli przyjmiemy, że obydwa obwody są dostrojone do odbieranej fali i że: $Z_1 = Z_2 = R_1 = R_2 = \omega M_{12}$, to dla i_1 i i_2 otrzymamy

$$i_1 = \frac{E R}{\Sigma Z^2} \sin(\omega t - \alpha) \qquad (13)$$

$$i_2 = - \frac{E R}{\Sigma Z^2} \cos(\omega t + \alpha) \qquad (14)$$

Znaczy to, że faza φ sygnału w jednej ramie (2) zależy wprost od kierunku (kąta α), z którego przychodzi sygnał ($\varphi = \alpha$). W drugiej ramie (1) faza zależy od kąta $-\alpha$, czyli



Rys. 4. Dwie ramoanteny.
Kierunek sygnału tworzy kąt α względem osi $O - O$.

$\varphi = -\alpha$. Inaczej mówiąc, różnica między fazami prądów w obydwóch obwodach równa się: $(90^0 - 2\alpha)$. Jeżeli sygnał przychodzi pod

kątem $\alpha = 45^0$, fazy w obydwóch obwodach będą zgodne. Amplitudy pozostają niezależne od kierunków.

Kąt, pod którym sygnał trafia na obydwie ramoanteny (rys. 4) możemy odnieść nie do płaszczyzny ramy 1 jak poprzednio, ale do linii 00 na rys. 4, tworzącej kąt 45^0 z obydwoma ramami. W tym wypadku możemy napisać

$$E_1 = E \cos (\alpha + 45^0) \sin \omega t \qquad (15)$$

$$E_2 = E \sin (\alpha + 45^0) \sin \omega t \qquad (16)$$

Prądy w obwodach będą wtedy

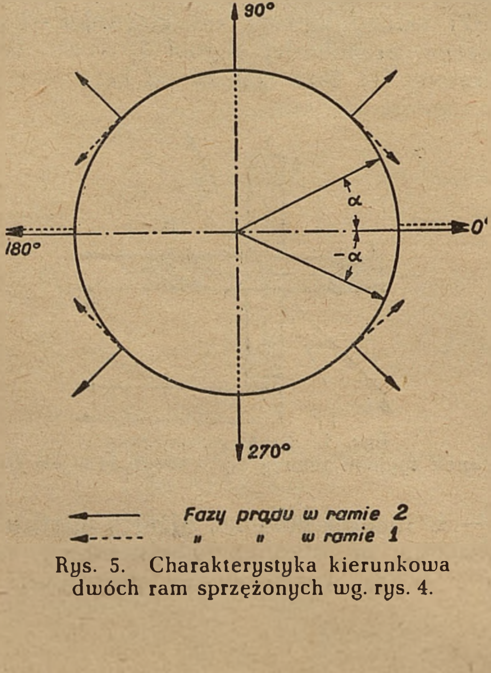
$$i_1 = \frac{E R}{\Sigma Z^2} \sin (\omega t - 45^0 - \alpha) \qquad (17)$$

$$i_2 = - \frac{E R}{\Sigma Z^2} \cos (\omega t + 45^0 + \alpha) =$$

$$= \frac{E R}{\Sigma Z^2} \sin (\omega t - 45^0 + \alpha) \qquad (18)$$

Znaczy to (rys. 5), że faza prądu w obwodzie wtórnym zależy wprost od kierunku (linie pełne), z którego przychodzi sygnał (fala), zaś w obwodzie pierwotnym faza prądu (linie kropkowane) jest zwierciadlanym odbiciem fazy prądu w obwodzie wtórnym (rys 5). Amplitudy, jak już poprzednio zaznaczono, są zawsze jednakowe i niezależne od kierunku, z którego sygnał przychodzi. Zjawisko to może być oczywiście zastosowane w radiogoniometrii.

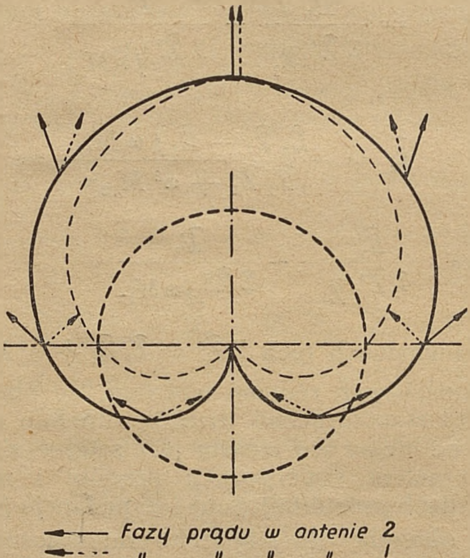
Należy zauważyć, że jeżeli jeden z obwodów np. I jest dostrojony do sygnału w ten sposób, że $EZ_1 = ER_1 = E \omega M_{12}$, zaś $Z_2 = R_2 + jX$ (tj. nie jest dostrojony), to we wtórnym obwodzie (np. w ramoantenie II) otrzymamy zależność fazy od kierunku sygnału według rys. 5 ($\varphi = + \alpha$). W pierwszym obwodzie (ramoantenie) tej zależności (np. $\varphi = - \alpha$)



Rys. 5. Charakterystyka kierunkowa dwóch ram sprzężonych wg. rys. 4.

nie będziemy mieli, możemy inaczej powiedzieć, będziemy mieli fazy „zniekształcone". Oczywiście prądy w obwodach będą w tym wypadku znacznie mniejsze. Znaczy to, że przy wtórnym obwodzie (rama II) niestrojonym, strojąc jedynie obwód pierwotny, otrzymamy we wtórnym obwodzie zależność faz od kierunku według rys. 5. Zjawisko to możemy oczywiście z pożytkiem zastosować w radiogoniometrii.

Jeżeli teraz do ramoanteny 1 i 2 dodamy siłę elektromotoryczną z otwartej anteny o dokładnie dopasowanej fazie i amplitudzie, to otrzymamy krzywą, którą dalej będziemy nazywali „kardioidą fazową", różniącą się tym od zwykłej kardioidy, że posiada bardzo ostre minimum (rys. 6). Dla porównania na tym samym rys. 6 podano liniami kropkowanymi zwykłą kardioidę, której „minimum" obejmuje kąt o praktycznie małej słyszalności ok. 90^0. Strzałki na rys. 6 pokazują odnośne fazy (pełne linie dla ramy 2 i kropkowane dla 1).



Rys. 6. Kardioida fazowa.
Amplitudy i fazy zależą od kierunku sygnału.

Równanie zwykłej kardioidy będzie

$$E \cos \alpha \sin \omega t \pm E \sin \omega t = E (\cos \alpha \pm 1) \sin \omega t$$

Dla fazowej kardioidy możemy napisać

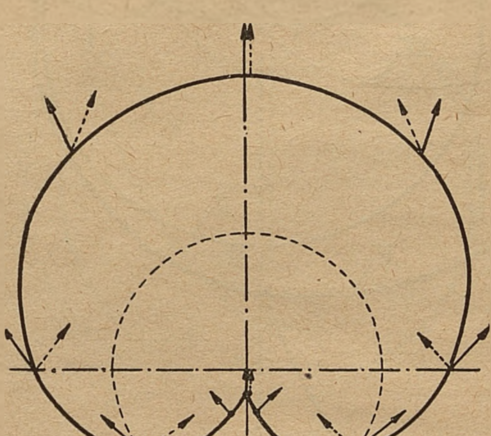
$$E \sin (\omega t \pm \alpha) \pm E \sin \omega t =$$

$$= 2 E \cos \frac{\alpha}{2} \sin \left(\omega t \pm \frac{\alpha}{2} \right)$$

Znaczy to, że w zwykłej kardioidzie mamy amplitudę zależną od kierunku, fazy zaś niezależne od kierunku i stałe; w kardioidzie fazowej mamy amplitudy i fazy zależne od kierunku. Na rys. 6 pokazano dla odnośnych kierun-

ków (kątów α) fazy prądów (φ) w jednej (linie pełne) i w drugiej (linie kropkowane) ramoantenie.

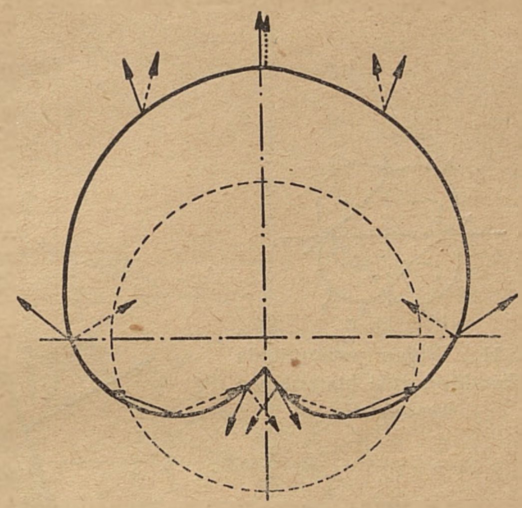
Należy zauważyć, że na rys. 6 przyjęto, że faza prądu z otwartej anteny jest przesunięta o -45^0 dla jednej i drugiej anteny. W tym wypadku minima dla jednej i drugiej anteny będą się zjawiać jednocześnie. Jeżeli weźmiemy fazę z otwartej anteny równą zeru, to jest $E_3 = E \sin \omega t$, to ze wzoru (11) łatwo przekonamy się, że minimum zachodzi przy $\alpha = 0$, ponieważ u tenczas $E \omega M_{12} \sin \alpha \cos \omega t = 0$, a człon $E Z_2 \cos \alpha \sin \omega t = E_2 Z \sin \omega t$ możemy wtedy skompensować odpowiednim działaniem otwartej anteny. Jeżeli fazę z otwartej anteny przesuniemy o 90^0, to otrzymamy minimum przy $\alpha = 90^0$, to znaczy przy $E Z_2 \cos \alpha \sin \omega t = 0$. Minimum w drugiej antenie $i_2 = 0$ będzie przesunięte w obydwu tych wypadkach o 90^0 (w stosunku do minimum w pierwszej antenie). Zaznaczyć należy, że we wszystkich tych wypadkach teoretycznie dokładność pomiaru winna być taką samą, jak przy zwykłych ramach (niesprzężonych), gdyż dokładne minimum sprzężonych anten odpowiada momentowi, kiedy siła elektromotoryczna w jednej z ram równa się zeru, a to, jak wiadomo, jest podstawową zasadą radiogoniometrii.



Rys. 7. Kardioida przy sile elektromotorycznej w antenie otwartej większej od siły elektromotorycznej w ramach.

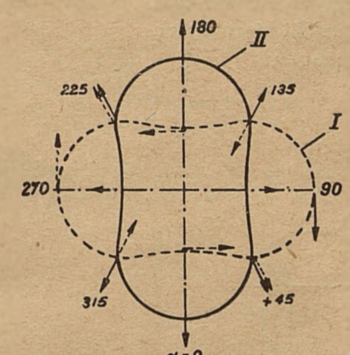
Jeżeli siła elektromotoryczna z otwartej anteny jest cokolwiek większa niż we wzajemnie sprzężonych ramach (tj. właściwie w jednej z tych ram) to otrzymamy charakterystykę kierunkową według rys. 7 z odnośnymi fazami dla jednej ramy i dla drugiej.

Jeżeli siła elektromotoryczna z otwartej anteny jest mniejsza, otrzymamy charakterystykę według rys. 8 z odnośnymi fazami dla jednej ramy i drugiej.

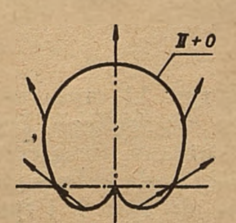


Rys. 8. Kardioida przy sile elektromotorycznej w antenie otwartej mniejszej od siły elektromotorycznej w ramach.

Jeżeli ramoanteny są zestrojone, jednak $R_1 = R_2$ nie równa się ωM_{12} a np. $2R_1 = \omega M_{12}$, to otrzymamy charakterystyki kierunkowe według rys. 9, gdzie pełną linią pokazano charakterystykę dla jednej anteny i linią kropkowaną dla drugiej. Dodając siłę elektromotoryczną z otwartej anteny, otrzymamy kardioidę według rys. 10.

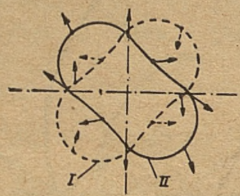


Rys. 9. Charakterystyki kierunkowe ramoanten przy $2\,R_1 = 2\,R_2 = \omega M$,

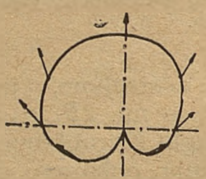


Rys. 10. Kardioida fazowa, powstająca przez dodanie siły elektromotorycznej z otwartej anteny do charakterystyk z rys. 9.

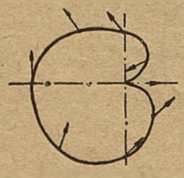
Jeżeli obydwie ramoanteny są roztrojone w ten sposób, że w jednej mamy $\widehat{Z}_1 = R_1 - jX$, w drugiej $\widehat{Z}_2 = R_2 + jX$, to otrzymamy charak-



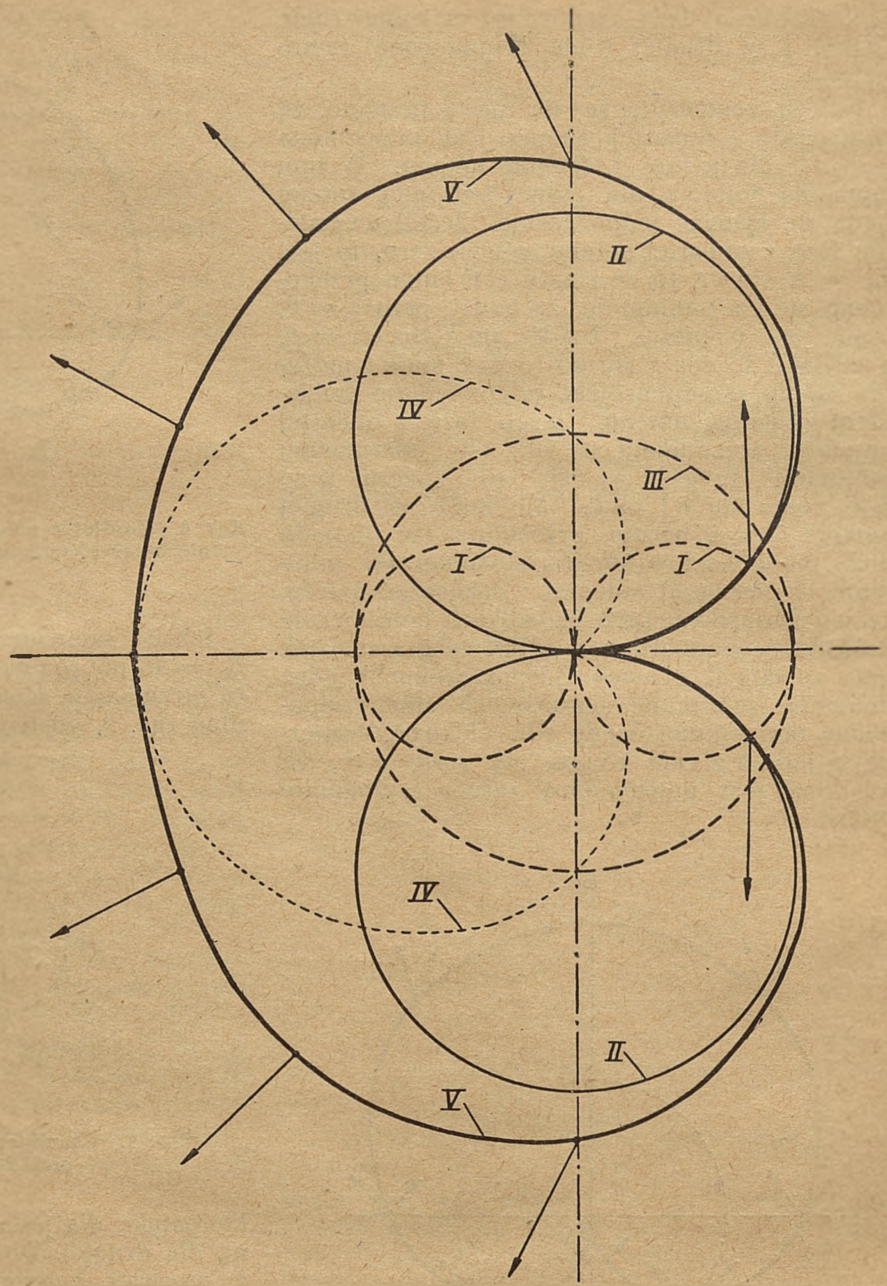
Rys. 11. Wpływ rozstrojenia na charakterystyki kierunkowe ramoanten.



Rys. 12. Wpływ rozstrojenia na charakterystyki kierunkowe ramoanten.



Rys. 13. Wpływ rozstrojenia na charakterystykę kierunkową ramoanteny I z rys. 11.



Rys. 14. Kardioida fazowa przy nierównych siłach elektromotorycznych w ramach. W okolicy minimum kardioida V zlewa się ze zwykłą krzywą (II) krzywa IV = I + III jest zwykła kardioidą.

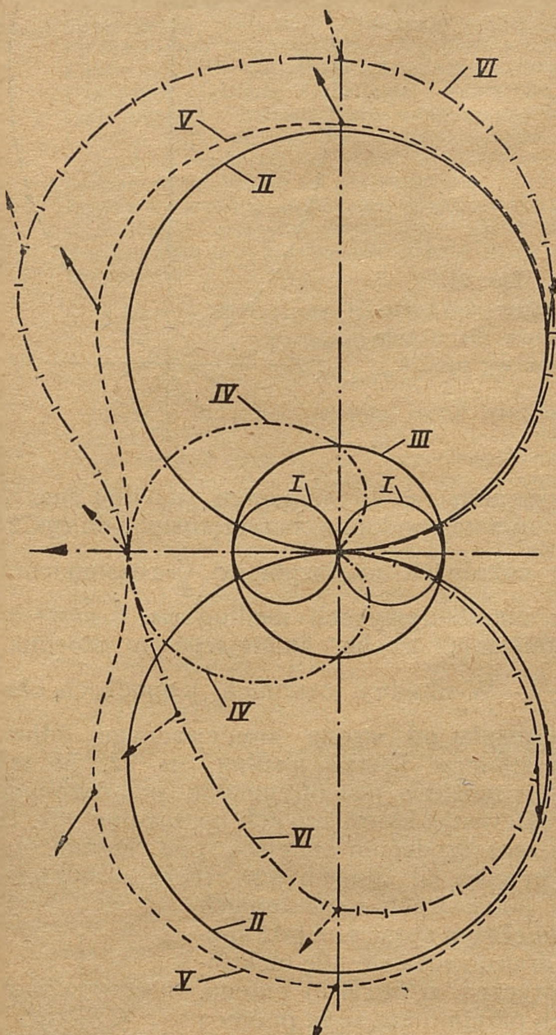
terystyki według rys. 11 oraz rys. 12 i 13. Minima w obydwu wypadkach będą dokładnie odpowiadały kierunkom (względnie przesuniętę o 90⁰). Kardioidy będą jednak niesymetryczne.

W odniesieniu do rys. 9 i rys, 11 spotykamy je (zdjęte eksperymentalnie) w literaturze w celu wykazania szkodliwego wpływu sprzężeń między ramoantenami (zamazanie minimum).

Analizując powyższe wnioski, łatwo przyjdziemy do przekonania, że dla celów radiogoniometrycznych byłoby właściwie lepiej nie używać jednakowych ramoanten, a np. jedną mniejszą od drugiej.

Odnośne charakterystyki widzimy na rys. 14 I oznacza krzywą jednej ramy, II — drugiej, — III — oznacza krzywą (koło) anteny otwartej, IV = I + III — zwykłą kardioidę (to znaczy IV powstaje ze składania krzywej I z krzywą III). Krzywa V oznacza charakterystykę równą I + II + III lub IV + II. Z powyższych krzywych widzimy, że jeżeli stosunek amplitud I do III nie będzie równał się jedności, to oczywiście minimum nie będzie ostre, jednakże to zniekształcenie minimum będzie tym mniejsze, im mniejsze I w stosunku do II.

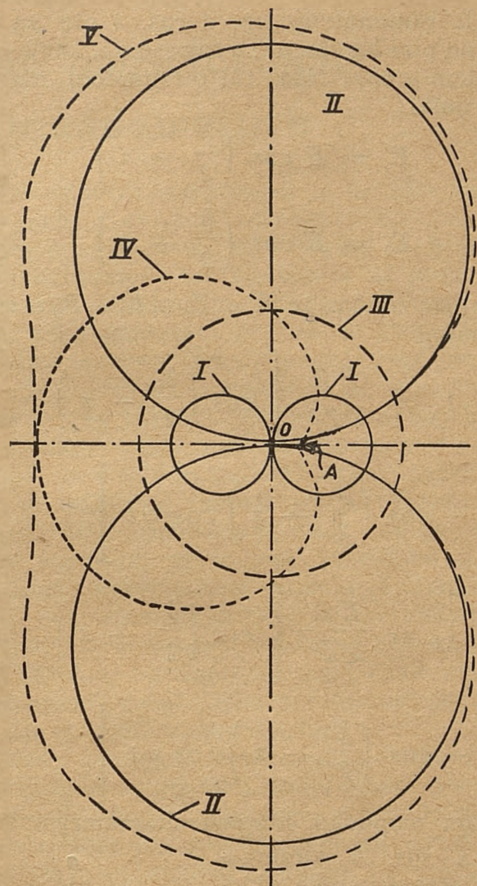
Na rys. 15 mamy te same krzywe przy jeszcze większym stosunku II do I z dodatkiem krzywej VI. Krzywa ta (jak widzimy niesymetryczna) powstaje, jeżeli przyjmiemy szkodliwe przesunięcie fazowe (np. skutkiem roztrojenia), w antenie I względem II (np. 45°).



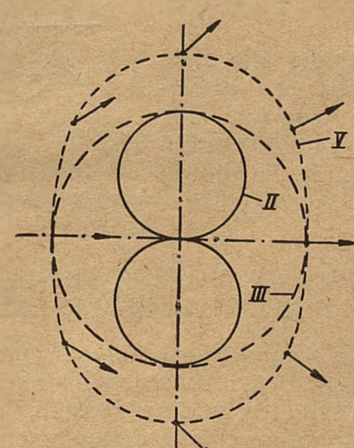
Rys. 15. Szczególne przypadki kardioidy fazowej przy nierównych siłach elektromotorycznych w ramach, V – kardioida fazowa przy dokładnym zestrojeniu obwodów. VI – zniekształcona kardioida przy rozstrojeniu jednej ramy.

Na rys. 16 mamy te same krzywe, jednakże przy zwiększonej sile elektromotorycznej z otwartej anteny. Jak widzimy minimum jest cokolwiek zamazane, jednakże znajduje się w prawidłowym miejscu.

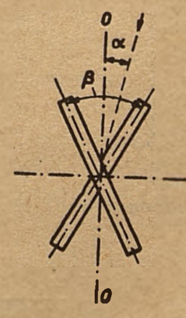
Na koniec na rys. 17 mamy charakterystykę kierunkową jednej ramy sprzężonej w ten sposób z otwartą anteną, że $E_1 = E_2$ przy przesunięciu fazowym 90°.



Rys. 16. Kardioida fazowa przy sile elektromotorycznej z otwartej anteny większej niż siła el. z ramy (krzywa V).



Rys. 17. Charakterystyka kierunkowa V jednej ramoateny, sprzężonej z otwartą anteną.



Rys. 18. Ramy pod kątem β względem siebie.

Jeżeli ramoanteny np. z rys. 4 nie są rozstawione pod kątem 90^0, a tworzą np. kąt $\beta < 90^0$ względem siebie (rys. 18) otrzymamy następujące wyniki

$$E_1 = E \cos \left(\frac{\beta}{2} - \alpha \right)$$

$$E_2 = E \cos \left(\frac{\beta}{2} + \alpha \right)$$

Przyjmując znowu, że $Z_1 = Z_2 = R_1 = R_2 = \omega M_{12}$, otrzymamy

$$i_1 = \frac{E R}{\Sigma Z^2} \left[\cos \left(\frac{\beta}{2} - \alpha \right) \sin \omega t - \cos \left(\frac{\beta}{2} + \alpha \right) \cos \omega t \right]$$

$$i_2 = \frac{E R}{\Sigma Z^2} \left[\cos \left(\frac{\beta}{2} + \alpha \right) \sin \omega t - \cos \left(\frac{\beta}{2} - \alpha \right) \cos \omega t \right]$$

W tym wypadku zamiast charakterystyki kołowej z rys. 5 otrzymamy charakterystykę kierunkową według rys. 19 z fazami dla jednej i drugiej ramy.

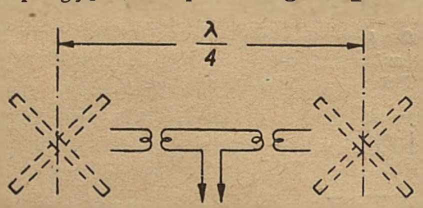


Rys. 19. Charakterystyka kierunkowa ramoanten z rys. 18.

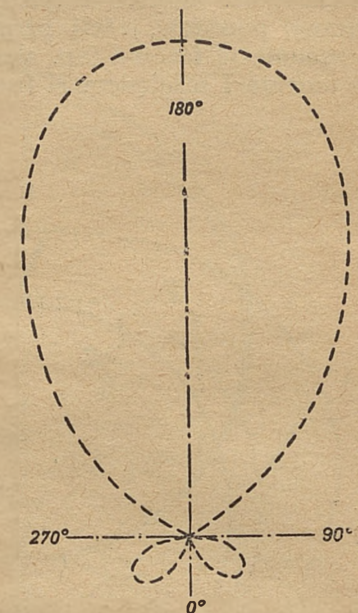
Jeżeli dodamy siłę elektromotoryczną z otwartej anteny, to (zależnie od fazy i amplitudy) otrzymamy również kardioidy fazowe.

5. ZMNIEJSZENIE ROZSTAWIENIA ANTEN PRZEZ DOBRANE SPRZĘŻENIA

Jeżeli dwa zaspoły sprzężonych anten (z dodaniem anten bezkierunkowych) rozstawiemy na $1/4\lambda$ od siebie według rys. 18, natenczas otrzymamy ogólną charakterystykę całego systemu według rys. 21. W tym wypadku dla obliczenia przyjęto, że poszczególne charakterystyki każdego zespołu dwóch ramoanten będą według rys. 6. Jeżeli weźmiemy charakterystyki



Rys. 20. Zespół 2 kompletów ramoanten rozstawionych o $\frac{\lambda}{4}$



Rys. 21. Charakterystyka kierunkowa dla układu anten wg rys. 20.

poszczególnych 2 ramoanten według rys. 7, to otrzymamy podobną charakterystykę do rys. 21 przy cokolwiek większym od $\frac{\lambda}{4}$ rozstawieniu. Przy charakterystykach według rys. 8 możemy rozstawienie trochę zmniejszyć w stosunku do $\frac{\lambda}{4}$. W obydwu ostatnich wypadkach charakterystyka od strony zmniejszonego odbioru przybierze kształt według rys. 22. W ten sposób możliwe jest otrzymanie polepszonych charakterystyk kierunkowych np. według rys. 21 przy zaoszczędzeniu miejsca pod anteny, co w wypadku fal długich jest rzeczą zasadniczą.

W powyższych rozważaniach pominęliśmy sprawę, w jaki sposób doprowadza się siłę elektromotoryczną z otwartej anteny. Jeżeli przyjmiemy, że za pomocą zwykłego sprzężenia np. według rys. 1 lub 2, to otrzymamy rezultaty te same, o czym łatwo przekonamy się, analizując wzory (4), (5) i (6) i zmieniając odpowiednie fazy E_3 względem E_1 i E_2.



Rys. 22. Zmiana dolnej części charakterystyki z rys. 21.

Powyższa praca oczywiście nie wyczerpuje bynajmniej poruszonego tematu; jest raczej krótkim szkicem; np. analiza wykazuje, że charakterystykę z rys. 21 możemy otrzymać za pomocą 2 ramoanten i 1 otwartej anteny rozstawionej o $\frac{\lambda}{4}$ od centrum ramoanten itd. Kombinowanie wielu zespołów razem daje jeszcze lepsze wyniki (zyski).

INŻ. CZECHOWSKI ANTONI

Projektowanie układów wyjściowych w urządzeniach radionadawczych

STRESZCZENIE.

Zasadnicze układy wyjściowe, spotykane w urządzeniach radionadawczych, można podzielić na dwie grupy: układy o sprzężeniu elektrycznym i o sprzężeniu magnetycznym. Te pierwsze można z kolei podzielić na układy π (zasilanie szeregowe) i układy Y (zasilanie równoległe). Autor rozróżnia sześć odmian układów π, dwie odmiany układów Y i jeden układ M (sprzężenie magnetyczne). Dla wszystkich tych typów układów rezonansowych podane są konieczne do projektowania zależności, krzywe i metoda postępowania przy projektowaniu, a następnie osiągalny przez dany układ zakres dopasowania oraz rozstrojenie układu przez dopasowywanie.

Design of Output Networks in Radio Transmitters.

SUMMARY.

Output networks, used in radio transmitters, can be divided into two groups: with electric coupling and with magnetic coupling. The first group can be then subdivided into π-networks (series feed) and Y-networks (parallel feed). The author discerns six types of π-networks, two types of Y-networks and one M-network (magnetic coupling). For all these types of resonant networks there are presented: necessary relations, design charts, design procedure, obtainable range of load matching and detuning of the tank by the load-matching adjustment.

OD AUTORA.

Artykuł ten jest pierwszy z serii artykułów o niesymetrycznych czwórnikach w. cz., stosowanych w urządzeniach radionadawczych.

Następne artykuły obejmą tematy: „Wybór Q układu wyjściowego w urządzeniach radionadawczych" oraz „Szczególne zastosowania układów π".

Całość pracy miała być wykonana wspólnie z inż. Knochem Leonardem. Niestety opracowano wspólnie tylko wstęp do pierwszego artykułu, gdyż zły stan zdrowia zmusił inż. L. Knocha do przerwania pracy.

1. WSTĘP.

Dla uzyskania pożądanej mocy z generatora lampowego (przy danym napięciu zasilającym), należy go obciążyć oporem o ściśle określonej wartości. Rzadko się zdarza, by opór odbiornika energii miał pożądaną wartość optymalnego obciążenia generatora. Dlatego też koniecznym jest stosowanie między generatorem a odbiornikiem energii tzw. układów dopasowujących.

Układy dopasowujące wiążemy zwykle z obwodami rezonansowymi, gdyż zarówno obwody rezonansowe jak i układy dopasowujące zawierają elementy L i C.

Generatorom lampowym w urządzeniach nadawczych stawiamy warunek, by pracowały z dużą sprawnością; w związku z tym punkt pracy generatora tak się ustala, że prąd w jego obwodzie anodowym płynie krótkimi impulsami, czyli generator pracuje w klasie B lub C. W konsekwencji takiej pracy prąd anodowy generatora oprócz składowej podstawowej zawiera szereg składowych harmonicznych. Wypromieniowywanie tych składowych jest niepożądane ze względu na zakłócenia, jakie powodują w odbiorze innych stacji. Dopuszczalna wartość wypromieniowywanej energii składowych harmonicznych jest określona postanowieniami międzynarodowymi. Zadaniem obwodu rezonansowego jest wyfiltrowanie składowych harmonicznych prądu anodowego do tego stopnia, by energia tych składowych wypromieniowywana przez antenę nie była większa od wartości dopuszczalnej.

Układy filtrująco-dopasowujące składają się teoretycznie z czystych indukcyjności i pojemności. W warunkach rzeczywistych zarówno kondensatory jak i cewki wnoszą straty, które stanowią o sprawności układu filtrująco-dopasowującego, a przez to i o sprawności całkowitej generatora. Sprawność obwodu wyraża się wzorem:[1]*)

$$\eta_0 = 1 - \frac{Q}{Q_l} \qquad (1.-1)$$

gdzie

Q — spółczynnik przepięcia obwodu obciążonego;

Q_l — spółczynnik przepięcia obwodu w biegu luzem.

Ze wzoru (1.—1) wynika, że sprawność obwodu można osiągnąć dużą przez zastosowanie bardzo dobrego obwodu (duży Q_l), ale obwód taki będzie kosztowny. Najbardziej ekonomicznym rozwiązaniem jest stosowanie małego spółczynnika Q, ale obwód o małym Q słabo tłumi harmoniczne, Wybór Q musi nastąpić na drodze kompromisu między tłumieniem harmonicznych z jednej strony, a sprawnością obwodu z drugiej strony. Z dwóch zaś układów filtrująco-dopasowujących ten jest lepszy, który przy tej samej filtracji harmonicznych i przy tej samej sprawności obwodu pozwala na zastosowanie tańszych elementów.

Na tle powyższych rozważań można ustalić warunki, jakie powinien spełniać układ filtrująco-dopasowujący wzmacniacza mocy w. cz.:

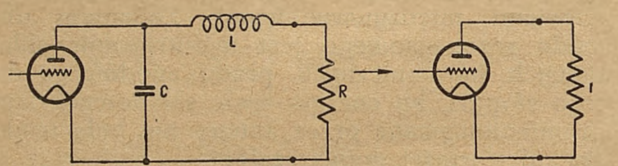
*) Cyfry w odnośnikach oznaczają pozycję w wykazie literatury.

1. dopasowanie odbiornika energii do wzmacniacza mocy;
2. tłumienie wyższych harmonicznych do wartości wymaganej przez przepisy międzynarodowe;
3. duża sprawność układu.

W następnych rozdziałach będą podane sposoby obliczania zasadniczych układów wyjściowych wzmacniaczy mocy w. cz. z punktu widzenia wymagań sprecyzowanych powyżej.

2. UKŁAD TYPU *L*.

Najprostszym układem filtrująco-dopasowującym jest obwód rezonansowy równoległy z oporem obciążenia, włączonym szeregowo w jedną z gałęzi. Obwód taki (rys. 1) jest niekiedy nazywany w literaturze układem typu *L*[2]).



Rys. 1. Układ typu *L*.

Wielkości *L*, *C*, *R* i *r* związane są zależnościami:[2, 3, 4])

$$r = \frac{L}{R \cdot C} = Q \cdot \omega_0 L = \frac{Q}{\omega_0 C} =$$

$$= Q \cdot |X| = Q^2 \cdot R \qquad (2.-1)$$

gdzie ω_0 — pulsacja rezonansowa obwodu.

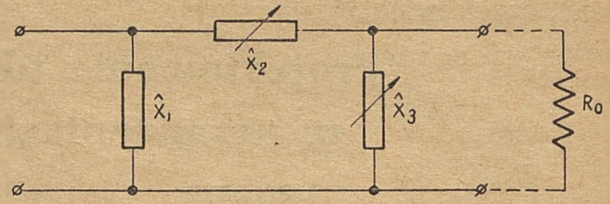
Układ typu *L* z jednym elementem zmiennym (np. *L*) pozwala na dopasowanie tylko jednej wartości *R* do zadanej wartości *r*. Zwykle opór obciążenia może się zmieniać w pewnych granicach i układ musi w zadanych granicach spełnić swą rolę dopasowującą; dla tego celu potrzebny jest jeszcze jeden element zmienny. Można by np. równocześnie zmieniać wartości *L* i *C* tak, by spełniony był warunek rezonansu i dopasowania; dopasowanie takie odbywa się przy równoczesnej zmianie *Q* układu, co pociąga za sobą zmniejszenie sprawności układu. Dlatego też dopasowywanie przez zmianę *Q* układu nie jest stosowane.

3. UKŁADY TYPU π.

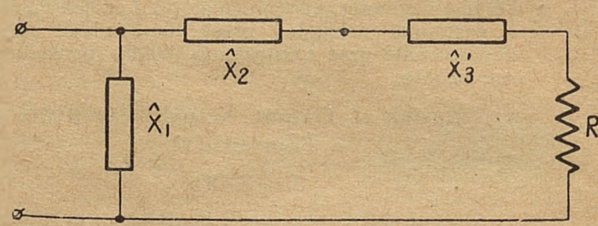
3.1. OGÓLNE WIADOMOŚCI O UKŁADACH TYPU π.

Innym sposobem dopasowywania, pozwalającym na utrzymanie $Q = const$, jest zabocznikowanie oporu obciążenia elementem o oporności urojonej jak na rys. 2.

W układzie tym, zwanym układem π, spółczynnik przepięcia *Q* dla danej częstotliwości jest stały (jeżeli $r = const$), a czynności strojenia i dopasowywania są rozdzielone: element X_2 służy do strojenia obwodu do rezonansu, a element X_3 służy do dopasowywania oporu obciążenia do pożądanej wartości oporu dynamicznego *r*. Schemat zastępczy układu π podano na rys. 3.



Rys. 2. Układ typu π.



Rys. 3. Schemat zastępczy układu π.

Załączenie elementu X_3 równolegle do oporu obciążenia R_0 powoduje to, że w obwodzie zastępczym (typu *L*) występuje opór szeregowy obwodu *R* różny od oporu obciążenia. Przy różnych wartościach R_0 można zmieniać X_3 tak, by zachować warunek $R = \frac{r}{Q^2} = const$ — co jest równoznaczne z dopasowywaniem przy $Q = const$.

Załączenie elementu X_3 równolegle do oporu obciążenia powoduje także rozstrojenie obwodu, a mianowicie pojawia się w układzie zastępczym opór szeregowy urojony X_3', który musi być skompensowany przez element X_2 tak, by był spełniony warunek rezonansu:

$$X_1 + X_2 + X_3' = O \qquad (3.1-1)$$

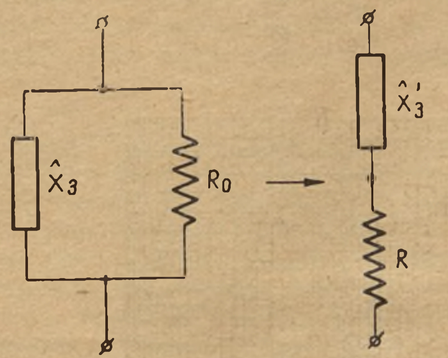
W rezultacie zmiana elementu dopasowującego X_3 zmusza do korekcji strojenia przez zmianę X_2.

Uwaga: używane w tym artykule symbole X_1, X_2, X_3, X_3', X_m itp. zawierają w sobie znak, mianowicie „+" dla indukcyjności i „—" dla pojemności.

3.2. WYPROWADZENIE WZORÓW POTRZEBNYCH DO OBLICZANIA UKŁADU π.

Rozwiązanie układu π sprowadza się do przekształcenia połączenia równoległego oporności X_3 i R_0 na układ szeregowy X_3' i *R* (rys. 4), przez co układ π przekształca się w układ *L* (rys. rys. 2 i 3), czyli w dobrze wszystkim znany równoległy obwód rezonansowy.

Warunek równoważności układów z rys. 4 wyraża się:



Rys. 4.

$$jX_3' + R = \frac{jX_3 \cdot R_0}{R_0 + jX_3} = \frac{X_3^2 \cdot R_0 + jX_3 R_0^2}{R_0^2 + X_3^2} =$$

$$= \frac{R_0 X_3^2}{R_0^2 + X_3^2} + j\,\frac{X_3 \cdot R_0^2}{R_0^2 + X_3^2} \qquad (3.2-1)$$

stąd:

$$R = R_0 \cdot \frac{X_3^2}{R_0^2 + X_3^2} \qquad (3.2-2)$$

$$X_3' = X_3 \cdot \frac{R_0^2}{R_0^2 + X_3^2} \qquad (3.2-3)$$

Wzory (3.2—2) oraz (3.2—3) przekształcimy do takiej postaci, by występowały stosunki oporności:

$$\frac{R_0}{R} = 1 + \frac{R_0^2}{X_3^2}\ ;\ X_3 = \pm \frac{R_0}{\sqrt{\frac{R_0}{R} - 1}} \qquad (3.2-4)$$

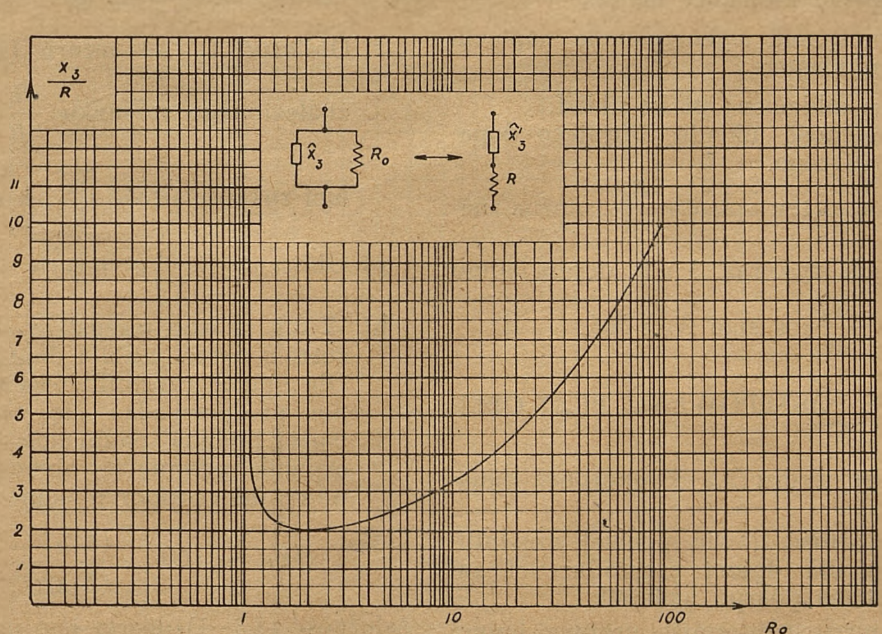
albo:

$$\frac{X_3}{R} = \pm \frac{\frac{R_0}{R}}{\sqrt{\frac{R_0}{R} - 1}} \qquad (3.2-5)$$

Następnie dzieląc (3.2—3) przez (3.2—2) otrzymamy:

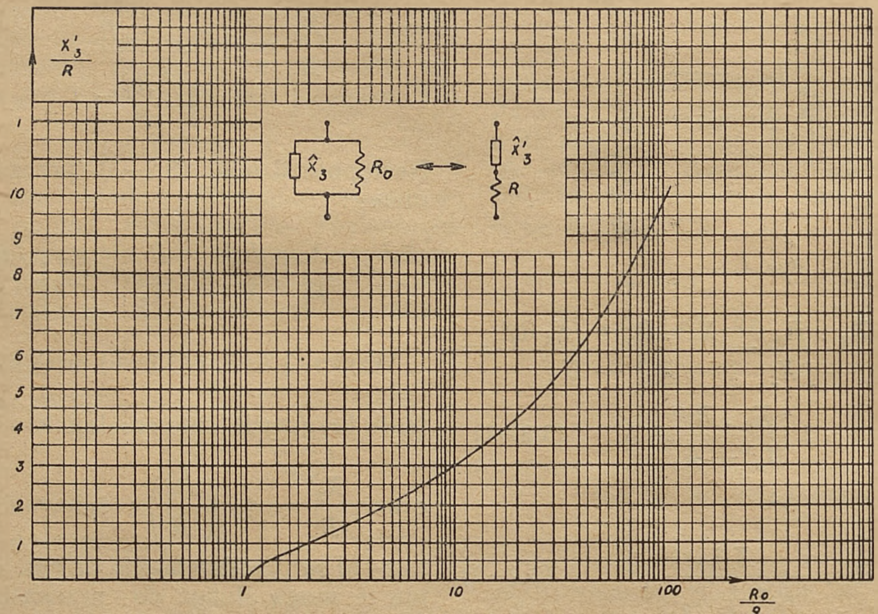
$$\frac{X_3'}{R} = \frac{X_3}{R_0} \cdot \frac{R_0^2}{X_3^2} = \frac{R_0}{X_3} = \pm \sqrt{\frac{R_0}{R} - 1} \qquad (3.2-6)$$

Wzory (3.2—5) i (3.2—6) pozwalają na wykreślenie krzywych uniwersalnych: $\frac{X_3}{R} = \varphi_1\left(\frac{R_0}{R}\right)$ oraz $\frac{X_3'}{R} = \varphi_2\left(\frac{R_0}{R}\right)$; zależności (3.2—5) i (3.2—6) są przedstawione na rys. rys. 5 i 6. Krzywe te mogą służyć do przekształcania układu równoległego oporności urojonej X_3 i rzeczywistej R_0 na zastępczy układ szeregowy oporności X_3' i R — jak i odwrotnie: do przekształcania układu szeregowego na równoległy; poza tym zastępują one całe rodziny krzywych, podawanych przez niektórych autorów dla rozwiązywania układów π. Z tych przyczyn zostały one nazwane uniwersalnymi.



Rys. 5.

Przy projektowaniu obwodu typu π krzywe te służą do określenia X_3 i X_3'. Mianowicie opór obciążenia R_0 jest narzucony przez warunki zewnętrzne; opór szeregowy obwodu R można obliczyć z zależności (2.–1) przy założonym Q



Rys. 6.

układu; opór dynamiczny obwodu r obliczymy z warunku na pożądaną moc:[1])

$$r = \frac{(U_{ao} \cdot \varepsilon)^2}{2\,P} \cdot \eta_0 \qquad (3.2-7)$$

gdzie:

U_{ao} — napięcie zasilające anodę;

$\varepsilon = \frac{U_a}{U_{ao}}$ — spółczynnik wykorzystania napięcia anodowego;

P — moc oddawana przez układ;

η_0 — sprawność układu filtrująco-dopasowującego.

Po obliczeniu w ten sposób $\frac{R_0}{R}$, można znaleźć z krzywych rys. rys. 5 i 6 odpowiednio wartości $\frac{X_3}{R}$ i $\frac{X_3'}{R}$, a stąd X_3 i X_3'.

3.3. SPOSÓB POSTĘPOWANIA PRZY OBLICZANIU UKŁADU π.

a) Obliczyć ze wzoru (3.2–7) oporność dynamiczną r.

b) Założyć wartość Q dla pewnej częstotliwości, np. dla dolnej częstotliwości zakresu jaki ma pokryć nadajnik.

c) Obliczyć wartość oporności urojonej jednej gałęzi obwodu ze wzoru (2–1): $|X_1| = \frac{r}{Q}$.

d) Obliczyć wartość R ze wzoru (2–1):

$$R = \frac{r}{Q^2}.$$

e) Obliczyć X_3 ze wzoru (3.2–4) lub dla znalezionego stosunku $\frac{R_0}{R}$ znaleźć z krzywej rys. 5 wartość $\frac{X_3}{R}$, a stąd X_3.

f) Obliczyć X_3' ze wzoru (3.2–6) lub dla znalezionego stosunku $\frac{R_0}{R}$ znaleźć z krzywej rys. 6 wartość $\frac{X_3'}{R}$, a stąd X_3',

g) Obliczyć X_2 ze wzoru (3.1–1): $X_2 = -X_1 - X_3'$.

h) W ten sposób wszystkie elementy układu zostały określone dla danej częstotliwości. Dla innych częstotliwości zakresu obliczenie przeprowadza się także w sposób wyżej podany, pamiętając jednak, że spółczynnik przepięcia obwodu zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do X_1:

$$(Q)_{f_2} = (Q)_{f_1} \cdot \frac{(X_1)_{f_1}}{(X_1)_{f_2}} \qquad (3.3-1)$$

Zależność (3.3–1) oparta jest na założeniu, że element X_1 nie ulega przestrajaniu w granicach zakresu, a opór r (wzór 3.2–7) praktycznie nie ulega zmianie. To ostatnie założenie jest

w przybliżeniu słuszne dlatego, że napięcie zasilania pozostaje to samo i moc P musimy oddać tę samą na całym zakresie, a tylko η_0 zmienia się nieco z częstotliwością. W pierwszym przybliżeniu wpływ zmian η_0 można pominąć.

3.4. ROZSTROJENIE UKŁADU π PRZY DOPASOWYWANIU. Wzór (3.2—6) pozwala na określenie wartości X_3', t.j. oporności urojonej wnoszonej do obwodu przez element dopasowujący X_3. Wnoszenie oporności urojonej X_3' przez element dopasowujący wymaga korekcji strojenia obwodu do rezonansu, czyli powoduje rozstrojenie obwodu. Stosunkowe rozstrojenie obwodu można wyrazić jako $\frac{\Delta X_2}{(X_2)_0} = \frac{-X_3'}{-X_1}$, t. j. jako stosunek przyrostu ΔX_2 wskutek rozstrojenia układu przez dopasowanie do wartości X_2 bez elementu dopasowującego X_3, czzli do $(X_2)_0 = \frac{r}{Q}$. Dla określenia wartości stosunkowego rozstrojenia należy podzielić zależność (3.2—6) przez X_1:

$$\frac{\Delta X_2}{(X_2)_0} = \frac{X_3'}{X_1} = \frac{R \cdot R_0}{X_1 \cdot X_3} =$$

$$= \pm \frac{R}{X_1} \cdot \sqrt{\frac{R_0}{R} - 1} \qquad (3.4-1)$$

Stosunkowy przyrost X_2 wskutek dopasowywania może być dodatni lub ujemny, w zależności od znaków zawartych w X_1 i X_3; jeżeli X_1 i X_3 mają ten sam znak (obie oporności są pojemnościami lub obie są indukcyjnościami), to przyrost ΔX_2 jest dodatni, jeżeli natomiast znaki X_1 i X_3 są przeciwne, to przyrost ΔX_2 jest ujemny.

Wartość bezwzględna stosunkowego przyrostu X_2 wynosi:

$$\left|\frac{\Delta X_2}{(X_2)_0}\right| = \left|\frac{X_3'}{X_1}\right| = \left|\frac{R}{X_1}\right| \cdot \left|\frac{R_0}{X_3}\right| =$$

$$= \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{R_0}{R} - 1}. \qquad (3.4-2)$$

Ze wzoru (3.4—2) wynika, że stosunkowy przyrost X_2 można także odczytać z krzywej rys. 6, należy tylko odczytaną rzędną podzielić przez Q; np. dla $\frac{R_0}{R} = 10$ i dla $Q = 10$, $\left|\frac{X_3'}{X_1}\right| = \frac{3}{10} = 0{,}3$.

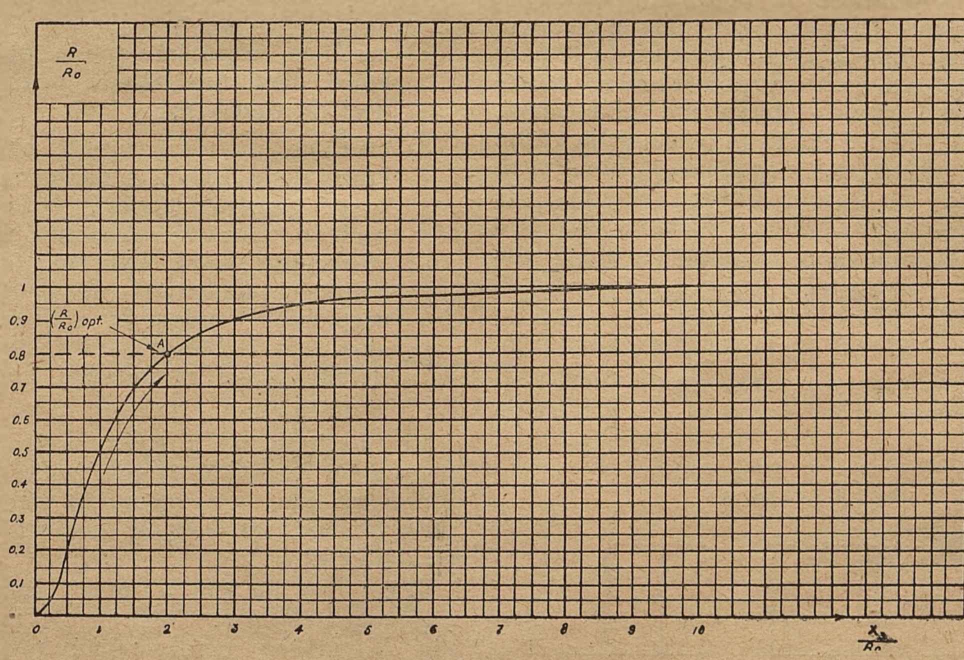
Jeżeli wprowadzić pojęcie spółczynnika przepięcia obwodu obciążenia (połączenie równoległe R_0 i X_3):

$$Q_2 = \left|\frac{R_0}{X_3}\right| \qquad (3.4-3)$$

to:

$$\left|\frac{\Delta X_2}{(X_2)_0}\right| = \left|\frac{X_3'}{X_1}\right| = \frac{Q_2}{Q} \qquad (3.4-4)$$

3.5. SPOSÓB POSTĘPOWANIA PRZY EKSPERYMENTALNYM DOPASOWYWANIU ZA POMOCĄ UKŁADU π. Krzywe z rys. rys. 5 i 6 potrzebne są do projektowania i do dyskusji



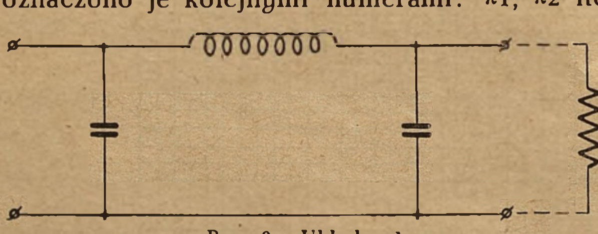
Rys. 7.

zakresu dopasowywania, gdzie występuje $R = const$. Natomiast przy eksperymentalnym dopasowywaniu opór obciążenia jest dany $R_0 = const$, a przez zmianę X_3 zmienia się opór wnoszony do obwodu R. Potrzebna jest zatem zależność $\frac{R}{R_0} = \varphi\left(\frac{X_3}{R_0}\right)$; można ją otrzymać przez przekształcenie zależności (3.2–4) do postaci:

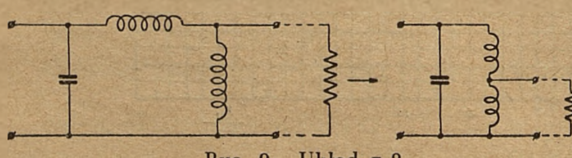
$$\frac{R}{R_0} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\left(\frac{X_3}{R_0}\right)^2}} \qquad (3.5-1)$$

Zależność (3.5–1) zilustrowana jest przez krzywą na rys. 7. Z przebiegu tej krzywej widać, że przy rozpoczynaniu eksperymentowania należy X_3 zrobić możliwie mały, bo wtedy opór szeregowy odwodu R jest mały i nadajnik jest słabo obciążony; jeżeli X_3 jest pojemnością, to należy zaczynać od maximum pojemności, a jeżeli X_3 jest indukcyjnością, to należy zaczynać od minimalnej indukcyjności. Następnie zwiększając stopniowo X_3 i podstrajając X_2 do rezonansu, zwiększa się opór R i nadajnik jest coraz bardziej obciążany – aż zostanie osiągnięty punkt A, gdzie $R = R_{opt}$, a nadajnik oddaje pożądaną moc.

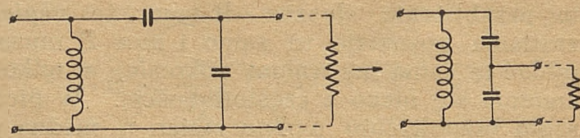
3.6. MOŻLIWE ODMIANY UKŁADU π. Powszechnie w literaturze urządzeń radionadawczych rozumie się przez układ dopasowujący π – jego specjalny przypadek, a mianowicie taki jak na rys. 8. Układ ten jest obecnie coraz częściej stosowany ze względu na jego dużą skuteczność w tłumieniu wyższych harmonicznych. Oprócz tego układu istnieje jednak szereg innych alternatyw układu π, przy czym niektóre z nich są powszechnie stosowane i dobrze znane – tylko nie pod nazwą układu π. Rysunki 8 do 13 przedstawiają różne alternatywy układu π, z podaniem niektórych równocześnie w formie dobrze znanej. Dla rozróżnienia poszczególnych odmian układu π oznaczono je kolejnymi numerami: π1, π2 itd.



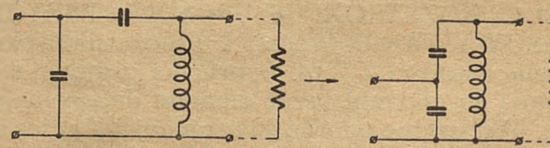
Rys. 8. Układ π 1.



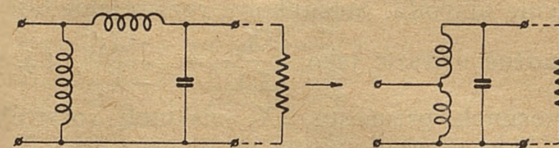
Rys. 9. Układ π 2.



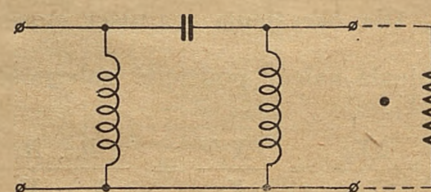
Rys. 10. Układ π 3.



Rys. 11. Układ π 4.



Rys. 12. Układ π 5.



Rys. 13. Układ π 6.

Wszystkie te układy dają się prosto obliczyć wg wspólnej metody, podanej w p. 3.3, i do wszystkich odnoszą się rozważania objęte rozdziałem 3.

3.7. ZAKRES DOPASOWYWANIA UKŁADÓW π. Pod zakresem dopasowywania można rozumieć dwa pojęcia:

a) możliwe wartości oporu obciążenia R_0, które dany typ układu pozwala dopasować do oporu r;

b) możliwe wartości oporu obciążenia R_0, które dany układ, z narzuconymi warunkami konstrukcyjnymi, pozwala dopasować do oporu r; narzucone warunki konstrukcyjne mogą być np.: stosunek pojemności końcowej do pojemności początkowej kondensatora dopasowującego, stosunek indukcyjności maksymalnej do indukcyjności minimalnej cewki dopasowującej itp.

Ze względu na różnorodność narzuconych warunków konstrukcyjnych, zakres dopasowywania układów π w ujęciu b) nie będzie omawiany, natomiast zostanie rozważony w ujęciu a), ogólnym.

Z krzywej na rys. 5 widać zakres dopasowywania układu π. Mianowicie opór obciążenia R_0 można przekształcić tylko na opór mniejszy od niego lub równy mu; dolną gra-

nicą dopasowywania jest wartość $R_0 = R = = \frac{r}{Q^2}$. Górnej granicy dopasowywania nie znajdujemy na rys. 5, górna granica teoretyczna jest $R_0 = \infty$. Praktyczna górna granica narzucona jest przez warunki konstrukcyjne elementów układu.

Wyżej wyprowadzone wnioski dadzą się zastosować w całej rozciągłości tylko do układów $\pi 1$ i $\pi 6$, tj. do takich, w których X_1 i X_3 mają ten sam znak, a X_2 znak przeciwny.

Układy $\pi 2$ i $\pi 3$ mają dolną granicę dopasowywania taką samą jak $\pi 1$ i $\pi 6$, tj. $R_0 = \frac{r}{Q^2}$, ale górna ich granica wynosi $R_0 = r$. Dzieje się to wskutek warunku rezonansu układu. Mianowicie przy $R_0 > r$ $|X_3'| > |X_1|$, i dla spełnienia warunku rezonansu X_2 musi zmienić znak i automatycznie układ $\pi 2$ przechodzi w układ $\pi 4$, a układ $\pi 3$ w układ $\pi 5$. Z punktu widzenia dopasowywania układy $\pi 2$ i $\pi 4$ tworzą jedną całość, jeden jest przedłużeniem drugiego; podobnie $\pi 3$ i $\pi 5$.

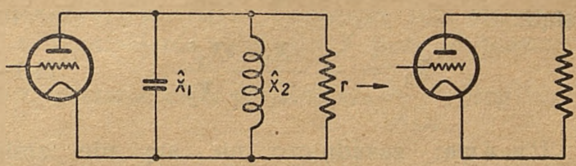
Wyprowadzone wnioski o zakresach dopasowywania układów ujęte są w postaci tabeli 3.7.

Tabela 3.7.

Typ układu	Granica dopasowywania dolna	Granica dopasowywania górna
$\pi 1$	$R_0 = \frac{r}{Q^2}$	$R_0 = \infty$
$\pi 2$	$R_0 = \frac{r}{Q^2}$	$R_0 = r$
$\pi 3$	$R_0 = \frac{r}{Q^2}$	$R_0 = r$
$\pi 4$	$R_0 = r$	$R_0 = \infty$
$\pi 5$	$R_0 = r$	$R_0 = \infty$
$\pi 6$	$R_0 = \frac{r}{Q^2}$	$R_0 = \infty$

4. UKŁADY TYPU Y.

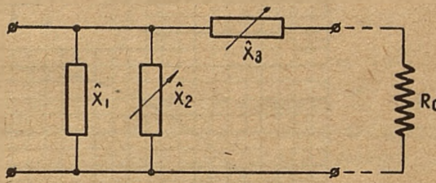
4.1. OGÓLNE WIADOMOŚCI O UKŁADACH TYPU Y. Dotychczas poznane układy dopasowujące (L i π) charakteryzowały się dwiema wspólnymi cechami: a) elektrycznym sprzężeniem obciążenia ze źródłem; b) szeregowym załączeniem obciążenia w jedną z gałęzi obwodu rezonansowego. Obecnie zostanie rozpatrzona grupa układów dopasowujących o elektrycznym sprzężeniu, ale różniących się od dotychczas poznanych tym, że obciążenie jest załączone równolegle do obwodu rezonansowego. Najprostszy tego rodzaju układ podany jest na rys. 14.



Rys. 14. Równoległe zasilanie obciążenia.

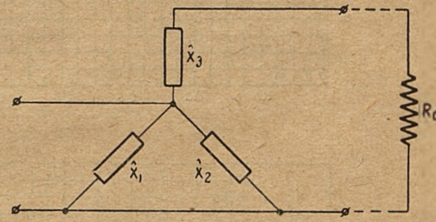
Układ z rys. 14 charakteryzuje się tym, że opór dynamiczny obwodu równa się oporowi obciążenia, a dopasowanie jest spełnione tylko w jednym przypadku gdy $r = r_{opt}$. Zmiana Q obwodu nie wpływa na dopasowanie.

Żeby mieć możność dopasowywania dowolnego oporu obciążenia do danego oporu r_{opt}, należy układ z rys. 14 uzupełnić oporem biernym X_3 wg rys. 15.



Rys. 15. Układ typu Y.

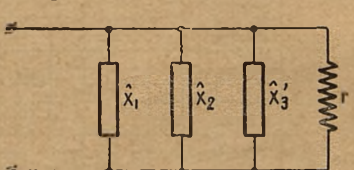
Układ ten można także przedstawić jak na rys. 16.



Rys. 16. Układ typu Y.

W takim przedstawieniu omawiany układ wykazuje podobieństwo do układu gwiazdowego i dlatego, przez analogję do nazwy „układ π“, stosowanej dla układów dopasowujących o zasilaniu szeregowym, proponuje się nazywać układy o zasilaniu równoległym terminem skróconym — układy Y.

Schemat zastępczy układu Y pokazany jest na rys. 17, a ten z kolei sprowadza się do schematów z rys. 14.



Rys. 17. Schemat zastępczy układu Y.

Warunek rezonansu dla układu Y (schemat zastępczy rys. 17) wyraża się:

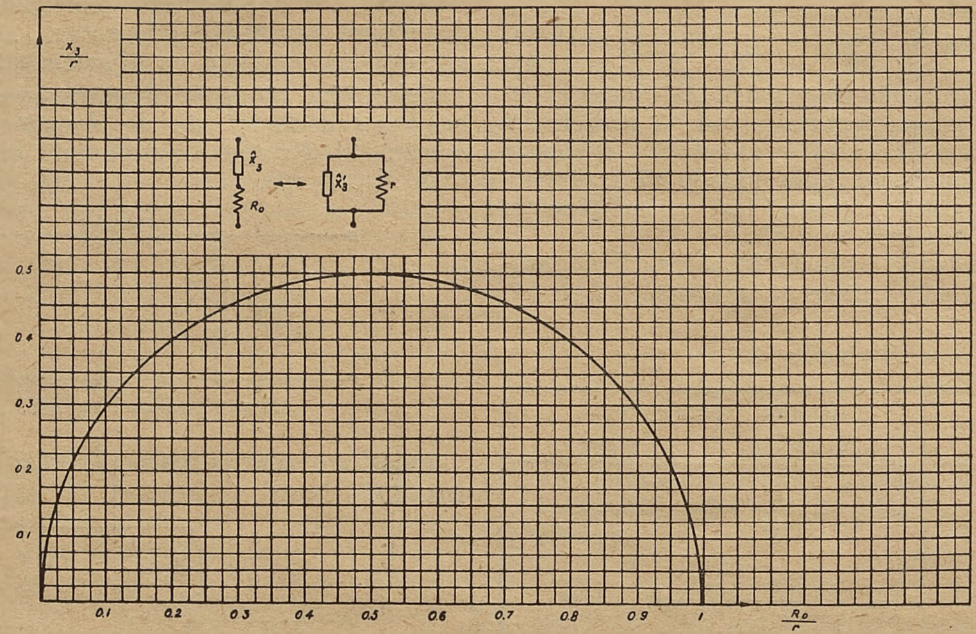
$$X_1 + \frac{X_2 \cdot X_3'}{X_2 + X_3'} = 0 \qquad (4.1-1)$$

stąd:

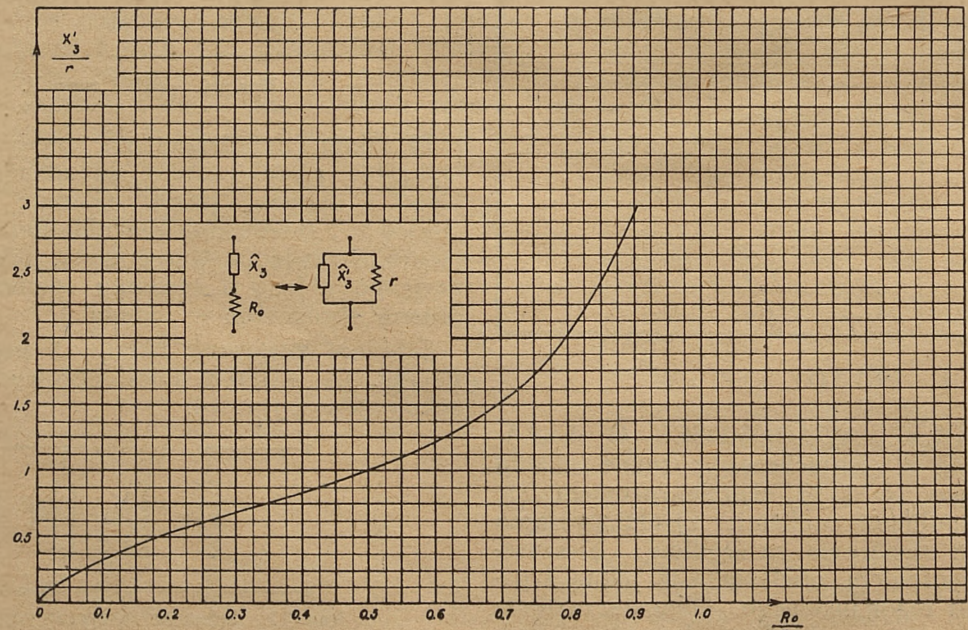
$$X_2 = - \frac{X_1 \cdot X_3'}{X_1 + X_3'} \qquad (4.1-2)$$

Uwaga: zasadniczo nic się nie zmieni w układzie Y jeżeli X_1 i X_2 zamienić miejscami; żeby jednak zachować jednoznaczność w obliczeniach i żeby nie było wątpliwości, należy jako X_1 uybrać element o znaku przeciwnym do X_3 — np. jeżeli X_3 jest indukcyjnością, to X_1 winno być pojemnością.

4.2. WYPROWADZENIE WZORÓW POTRZEBNYCH DO OBLICZANIA UKŁADU Y. Obliczanie układu Y sprowadza się w swej zasadniczej części do przekształcenia połączenia szeregowego R_0 i X_3 na układ zastępczy równoległy r i X_3' (rys. rys. 16 i 17), czyli do działania odwrotnego niż to było przy obliczaniu układu π. Dlatego możemy korzystać ze wzorów wyprowadzonych dla układu π w par. 3.2 oraz z krzywych uniwersalnych rys. 5 i rys. 6; należy tylko odpowiednio zmienić symbole przy wykorzystaniu wzorów, wy-



Rys. 18.



Rys. 19.

prowadzonych dla układu π, dla układu Y, a mianowicie:

a) zamiast R_0 należy podstawić r;

b) zamiast R należy podstawić R_0;

c) zamiast X_3 należy podstawić X_3';

d) zamiast X_3' należy podstawić X_3.

Ze względu na to jednak, że do dyskusji zakresu dopasowywania układu Y potrzebne są wzory z oporem obciążenia R_0 w liczniku, oraz, że taka zamiana symboli mogłaby być przyczyną omyłek, poniżej podane są wszystkie potrzebne wzory dla układu Y z symbolami aktualnymi dla tego układu:

$$\frac{X_3}{r} = \frac{R_0}{X_3'} = \pm \sqrt{\frac{R_0}{r}\left(1 - \frac{R_0}{r}\right)} \qquad (4.2-1)$$

$$\frac{X_3'}{r} = \pm \sqrt{\frac{\frac{R_0}{r}}{1 - \frac{R_0}{r}}} \qquad (4.2-2)$$

Zależności (4.2–1) i (4.2–2) przedstawione są na rys. rys. 18 i 19. Krzywa 18 jest kołem o promieniu 0,5, przesuniętym po osi $\frac{R_0}{r}$ o 0,5. Obie krzywe są oczywiście odpowiednikami krzywych 6 i 5, tylko w innym układzie spółrzędnych — i można je używać nie tylko do projektowania układów Y, ale także na równi z krzywymi 6 i 5 do projektowania układów typu π oraz do zamiany połączenia równoległego oporności (rzeczywistej i urojonej) na szeregowe i odwrotnie.

Wzór (3.2–7) oczywiście jest aktualny także dla układów Y bez zmian.

4.3. SPOSÓB POSTĘPOWANIA PRZY OBLICZANIU UKŁADU Y.

a) Obliczyć ze wzoru (3.2–7) oporność dynamiczną r.

b) Założyć wartość Q dla pewnej częstotliwości, np. dla dolnej częstotliwości zakresu, jaki ma pokryć nadajnik.

c) Obliczyć wartość oporności urojonej jednej gałęzi obwodu ze wzoru (2.–1): $|X_1| = \frac{r}{Q}$.

d) Określić wartość oporności dopasowującej X_3 ze wzoru (4.2–1) lub z krzywej 18.

e) Określić wartość oporności X_3' ze wzoru (4.2–2) lub z krzywej 19.

f) Obliczyć wartość X_2 ze wzoru (4.1–2).

g) Dla innych częstotliwości zakresu obliczenie przeprowadza się w sposób podany powyżej z tym, że spółczynnik przepięcia obwodu obciążonego oblicza się wg wzoru (3.3–1).

4.4. ROZSTROJENIE UKŁADU Y PRZY DOPASOWYWANIU. Podobnie jak dla układu π, rozstrojenie obwodu Y przy dopasowywaniu zostanie ujęte stosunkiem $\frac{\triangle X_2}{(X_2)_0}$, przy czym

$$\frac{\triangle X_2}{(X_2)_0} = \frac{X_2 - (X_2)_0}{(X_2)_0} \qquad (4.4-1)$$

$$(X_2)_0 = - X_1 \qquad (4.4-2)$$

Na podstawie wzorów: (4.1–2), 4.2–2) i (4.4–2):

$$\frac{\triangle X_2}{(X_2)_0} = - \frac{X_2}{X_1} - 1 = \frac{X_3'}{X_1 + X_3'} - 1 =$$

$$= \frac{Q}{Q - \sqrt{\frac{r}{R_0} - 1}} - 1 \qquad (4.4-3)$$

Wprowadzając do (4.4–3) zamiast X_3' wielkość X_3 wg zależności (4.2–1), można rozstrojenie obwodu Y przedstawić w takiej postaci:

$$\frac{\triangle X_2}{(X_2)_0} = \frac{1}{1 - \left|\frac{X_1}{X_3'}\right|} - 1 =$$

$$= \frac{1}{1 - \frac{|X_1| \cdot |X_3|}{r \,.\, R_0}} \; 1 - = \frac{Q_2}{Q - Q_2} \qquad (4.4-4)$$

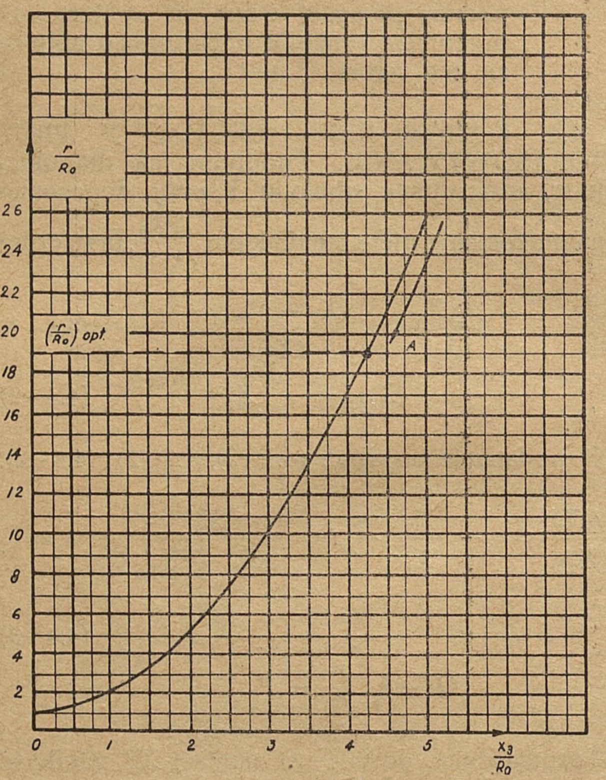
gdzie:

$$Q_2 = \left|\frac{X_3}{R_0}\right| \qquad (4.4-5)$$

4.5. SPOSÓB POSTĘPOWANIA PRZY EKSPERYMENTALNYM DOPASOWYWANIU ZA POMOCĄ UKŁADU Y. Podobnie jak dla układu π można wyprowadzić zależność $\frac{r}{R_0} = \varphi\left(\frac{X_3}{R_0}\right)$ przy $R_0 = const$ przez przekształcenie wzoru (4.2–1):

$$\frac{r}{R_0} = 1 + \left(\frac{X_3}{R_0}\right)^2 \qquad (4.5-1)$$

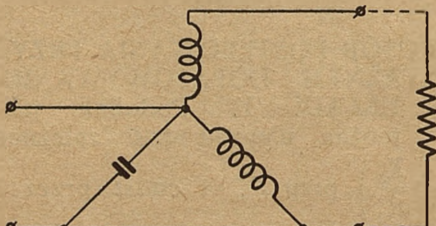
Z przebiegu krzywej 20, ilustrującej zależność (4.5–1), widać, że na początku eksperymentowania należy X_3 zrobić możliwie dużym, bo wtedy opór dynamiczny obwodu r jest duży i nadajnik jest słabo obciążony. Zmniejszając stopniowo X_3 i podstrajając X_2 do rezonansu, zmniejsza się wartość wnoszonego oporu r



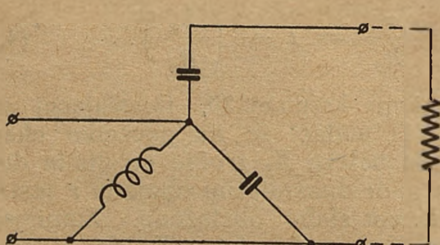
Rys. 20

i nadajnik jest coraz bardziej obciążany — aż zostanie osiągnięty punkt A, gdzie $r = r_{opt}$, a nadajnik oddaje pożądaną moc.

4.6. MOŻLIWE ODMIANY UKŁADU Y. Układ typu Y może być zrealizowany tylko w dwu alternatywach, pokazanych na rys. rys. 21 i 22. Poszczególne alternatywy zostały oznaczone numerami kolejnymi $Y1$ i $Y2$, podobnie do wprowadzonej nomenklatury uładów π. Oba te układy można prosto obliczyć wg wspólnej metody podanej w p. 4.3 i do obu odnoszą się rozważania objęte rozdziałem 4.



Rys. 21. Układ Y 1.



Rys. 22. Układ Y 2.

4.7. ZAKRES DOPASOWYWANIA UKŁADÓW Y. Zakres dopasowywania układów Y, w interpretacji podanej w p. 3.7. — a, widoczny jest z krzywych 18 i 19. Mianowicie górna granica jest przy $R_0 = r$. Dolna granica natomiast jest narzucona przez warunek rezonansu układu, t. j. przez warunek, że $|X_3'| \geqslant |X_1|$. Przy $|X_3'| = |X_1|$ musi być $|X_2| = \infty$, czyli układ Y przekształca się w układ L i opór X_3 łącznie z oporem R_0 staje się jedną gałęzią obwodu rezonansowego. Opór dopasowania obwodu L wynosi $R_0 = \frac{r}{Q^2}$ i to jest także dolna granica dopasowania układów Y.

Cały zakres dopasowania nie da się normalnie wykorzystać ze względów konstrukcyjnych. Gdybyśmy narzucili warunek, że wartość X_2 może się zmienić wskutek dopasowywania najwyżej o 50% w stosunku do $(X_2)_0$, to otrzymalibyśmy ze wzoru (4.4–3):

$$\frac{\triangle X_2}{(X_2)_0} = 0{,}5 = \frac{Q}{Q - \sqrt{\frac{r}{R_0} - 1}} - 1 \qquad (4.7-1)$$

Stąd:

$$\frac{R_0}{r} = \frac{9}{Q^2 + 9} \qquad (4.7-2)$$

Dla $Q > 10$ wzór (4.7–2) można przedstawić w postaci przybliżonej:

$$\frac{R_0}{r} \cong \frac{9}{Q^2} \qquad (4.7-3)$$

Wyprowadzone wnioski o zakresach dopasowania układów Y zebrane są w tabeli 4.7.

Tabela 4.7.

Typ układu	Granica dopasowania		Uwagi
	dolna	górna	
$Y1$ i $Y2$	$R_0 = \frac{r}{Q^2}$	$R_0 = r$	
$Y1$ i $Y2$	$R_0 = \frac{9r}{Q^2+9} \cong \frac{9}{Q^2} r$	$R_0 = r$	Przy warunku $\frac{\triangle X_2}{(X_2)_0} = 0{,}5$

5. UKŁAD TYPU M.

5.1. WSTĘP. Dotychczas omówione układy filtrująco-dopasowujące charakteryzowały się sprzężeniem elektrycznym przez elementy L i C między obciążeniem i źródłem prądu. Obecnie zostanie rozpatrzony układ dopasowujący o sprzężeniu magnetycznym; różni się on od poprzednich tym, że sprzężenie odbywa się tu za pomocą pola magnetycznego i zarówno źródło jak i obciążenie są oddzielone od siebie

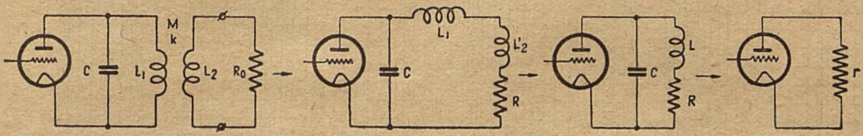
elektrycznie. Jak to już w nagłówku widać, proponuje się nazwać taki układ skróconym terminem: układ *M*. Użycie litery *M* umotywowane jest tym, że sprzężenie jest magnetyczne i w pracy układu odgrywa zasadniczą rolę indukcyjność wzajemna cewek, oznaczona międzynarodowo przez literę *M*.

Schemat zasadniczy układu *M* oraz kolejne schematy zastępcze tego układu pokazane są na rys. 23.

przez zmianę spółczynnika sprzężenia *k* przy stałej wartości L_2 – jako przypadek najczęściej spotykany (wariometr obrotowy).

Z zależności (5.2–1) i (5.2–2):

$$X_{L_1} = \frac{X_L}{1 - \dfrac{k^2 \cdot X_{L_2}^2}{R_0^2 + X_{L_2}^2}} \qquad (5.2-4)$$



Rys. 23. Układ typu *M* i jego kolejne schematy zastępcze.

Zasada pracy układu *M* jest dobrze znana i nie będzie tutaj omawiana. Przy wyprowadzeniu wzorów potrzebnych do projektowania, zależności wyjściowe, jako powszechnie znane, podane są bez wyprowadzenia.

Podstawiając (5.2–4) do (5.2–3):

$$R = R_0 \cdot \frac{k^2 \cdot X_L \cdot X_{L_2}}{R_0^2 + X_{L_2}^2 (1 - k^2)} \qquad (5.2-5)$$

Stąd: $$R_0^2 - R_0 \cdot \frac{k^2 \cdot X_L \cdot X_{L_2}}{R} + X_{L_2}^2 (1 - k^2) = 0 \qquad (5.2-6)$$

albo: $$R_0^2 - R_0 \cdot k^2 \cdot Q \cdot X_{L_2} + X_{L_2}^2 (1 - k^2) = 0 \qquad (5.2-7)$$

Stąd: $$R_0 = X_{L_2} \left[\frac{k^2 Q}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{k^2 Q}{2}\right)^2 + k^2 - 1} \right] \qquad (5.2-8)$$

5.2. WYPROWADZENIE WZORÓW POTRZEBNYCH DO OBLICZANIA UKŁADU *M*. Elementy, występujące na schematach rys. 23, związane są zależnością (2.–1) oraz następującymi:

$$X_L = X_{L_1} + X_{L'_2} \qquad (5.2-1)$$

$$X_{L'_2} = - X_{L_2} \cdot \frac{k^2 \cdot X_{L_1} \cdot X_{L_2}}{R_0^2 + X_{L_2}^2} \qquad (5.2-2)$$

$$R = R_0 \cdot \frac{k^2 \cdot X_{L_1} \cdot X_{L_2}}{R_0^2 + X_{L_2}^2} \qquad (5.2-3)$$

Równań jest o jedno za mało w stosunku do ilości niewiadomych. Aby zdać sobie sprawę, jaki warunek dodatkowy byłby najbardziej rzeczowy, zostaną przedyskutowane możliwości dopasowywania, jakie daje układ *M*. Rozpatrzone zostanie przy tym dopasowywanie

Z zależności (5.2–8) wynika, że w pewnych warunkach R_0 musiałoby mieć składową urojoną – co jest niezgodne z początkowym założeniem, że R_0 to opór rzeczywisty. Stąd wniosek, że w pewnych warunkach dopasowanie nie może w ogóle nastąpić. Warunek granicznego dopasowania wyraża się następująco:

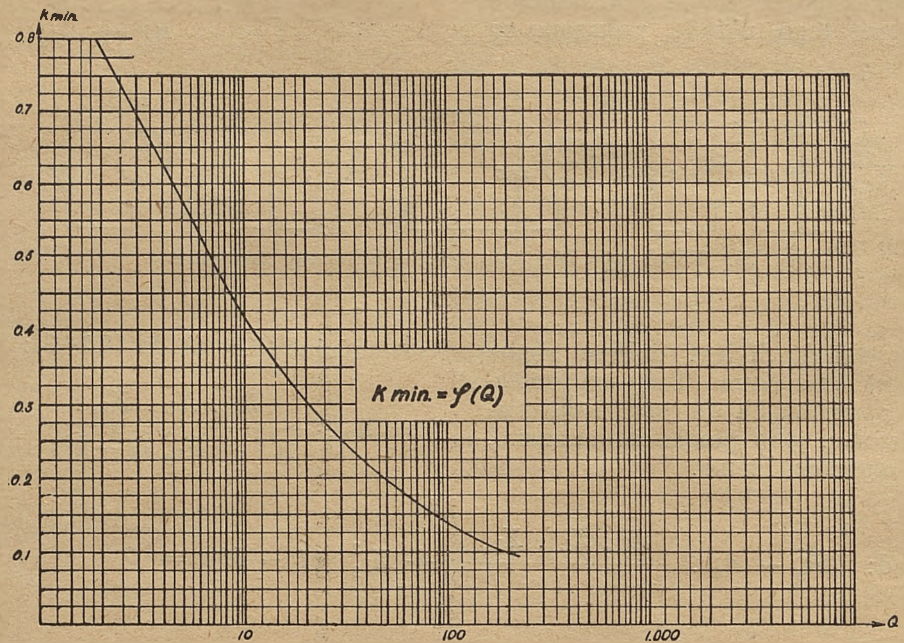
$$\left(\frac{k^2 Q}{2}\right)^2 + k^2 - 1 \geqslant 0 \qquad (5.2-9)$$

Stąd: $$Q \geqslant \frac{2}{k^2}\sqrt{1 - k^2} \qquad (5.2-10)$$

Przy określonym spółczynniku przepięcia obwodu *Q* dopasowanie można osiągnąć tylko przy wartościach spółczynnika sprzężenia większych od k_{min}. Zależność $k_{min} = \varphi\,(Q)$ zilustrowana jest na rys. 24. Gdyby ktoś chciał otrzymać dopasowanie w obszarze poniżej krzywej $k_{min} = \varphi\,(Q)$, traciłby na próżno czas. Z drugiej strony widać z rys. 24, że dla wykorzystania wariometru dopasowującego w szer-

szym zakresie konieczne jest zwiększenie spółczynnika przepięcia obwodu Q: np. dla wykorzystania wariometru do $k_{min} = 0{,}2$ należy dać $Q \cong 50$.

Rys. 25 obrazuje zależność (5.2–8) dla różnych spółczynników przepięcia Q przy $X_2 =$ $= const = 1\,\Omega$. Dla innych wartości X_{L_2} należy tylko skalę R_0 na rys. 25 pomnożyć przez wartość liczbową X_{L_2}. Krzywe na rys. 25 są równocześnie obrazem zależności $\frac{1}{Q_2} =$ $= \varphi\,(k, Q)$, gdzie Q_2 – spółczynnik przepięcia obwodu wtórnego:



Rys. 24.

$$Q_2 = \frac{X_{L_2}}{R_0} \qquad (5.2-11)$$

Na podstawie krzywych z rys. 25 wykreślono przebieg zależności $\frac{R_{omx}}{R_{omin}} = \varphi\,(Q)$, czyli zakres dopasowywania układu w funkcji maksymalnego spółczynnika sprzężenia k_{mx} przy różnych spółczynnikach przepięcia układu Q (rys. 26). Zakres dopasowywania układu rośnie ze wzrostem Q i ze wzrostem k_{mx}.

Krzywe 25 i 26 są potrzebne także do projektowania układu M; mianowicie w zależności od warunków zewnętrznych (rodzaj anteny, linii zasilającej antenę itp.) należy ustalić granicę możliwych zmian oporu obciążenia R_{omx} i R_{omin}. Dla obranego Q obwodu i narzuconego stosunku $\frac{R_{omx}}{R_{omin}}$ można określić z krzywych rys. 26 potrzebną wartość k_{mx}; osiągalna w praktyce wartość k_{mx} waha się w granicach 0,4 do 0,6. Dla obranego Q i znalezionego k_{mx} z krzywych rys. 25 odczytuje się odpowiednią wartość R_0 (odczyt należy wykonać na górnej części krzywych), a następnie dzieląc R_{omx} przez odczytaną wartość R_0 otrzymuje się wartość X_{L_2} w omach.

5.3. ROZSTROJENIE UKŁADU *M* PRZY DOPASOWYWANIU. Rozpatrzone zostanie obecnie przenoszenie się oporności urojonej $X_L{}'_2$ na stronę pierwotną transformatora w. cz., czyli rozstrojenie układu przy dopasowywaniu. W tym celu należy przekształcić zależność (5.2–2) w podobny sposób, jak przekształcono zależność (5.2–3) na (5.2–5).

$$X_L{}'_2 = -\,X_{L_2}\cdot\frac{k^2\cdot X_L\cdot X_{L_2}}{R_0^2 + X_{L_2}^2\,(1-k^2)} \qquad (5.3-1)$$

Stąd:

$$X_L{}'_2 = -\,\frac{k^2}{1 - k^2 + \left(\frac{1}{Q_2}\right)^2} \qquad (5.3-2)$$

Z krzywych na rys. 27, ilustrujących zależność (5.3–2), widać, że przy $k < 0{,}6$ przyrost indukcyjności L_1 względem wartości $\frac{r}{Q}$ wskutek dopasowywania będzie mniejszy od 50% nawet przy wartościach Q_2 większych od jedności. Poza tym otrzymuje się stąd wska-

zówkę, że L_2 należy dawać możliwie małą, jeżeli oczywiście pozwalają na to inne warunki.

Zależność (5.2–2) można przekształcić do postaci jeszcze prostszej niż (5.3–2). Mianowicie z zależności (5.2–3):

$$\frac{k^2 \cdot X_{L_2}}{R_0^2 + X_{L_2}^2} = \frac{R}{R_0 \cdot X_{L_1}} \qquad (5.3-3)$$

co po podstawieniu do (5.2–2) daje:

$$\frac{X'_{L_2}}{X_L} = -\frac{X_{L_2}}{X_L} \cdot \frac{R}{R_9} = -\frac{Q_2}{Q} \qquad (5.3-4)$$

Rozstrojenie układu *M* wyraża się tym samym wzorem jak rozstrojenie układu π (wzór 3.4–4).

5.4. SPOSÓB POSTĘPOWANIA PRZY OBLICZANIU UKŁADU TYPU *M*.

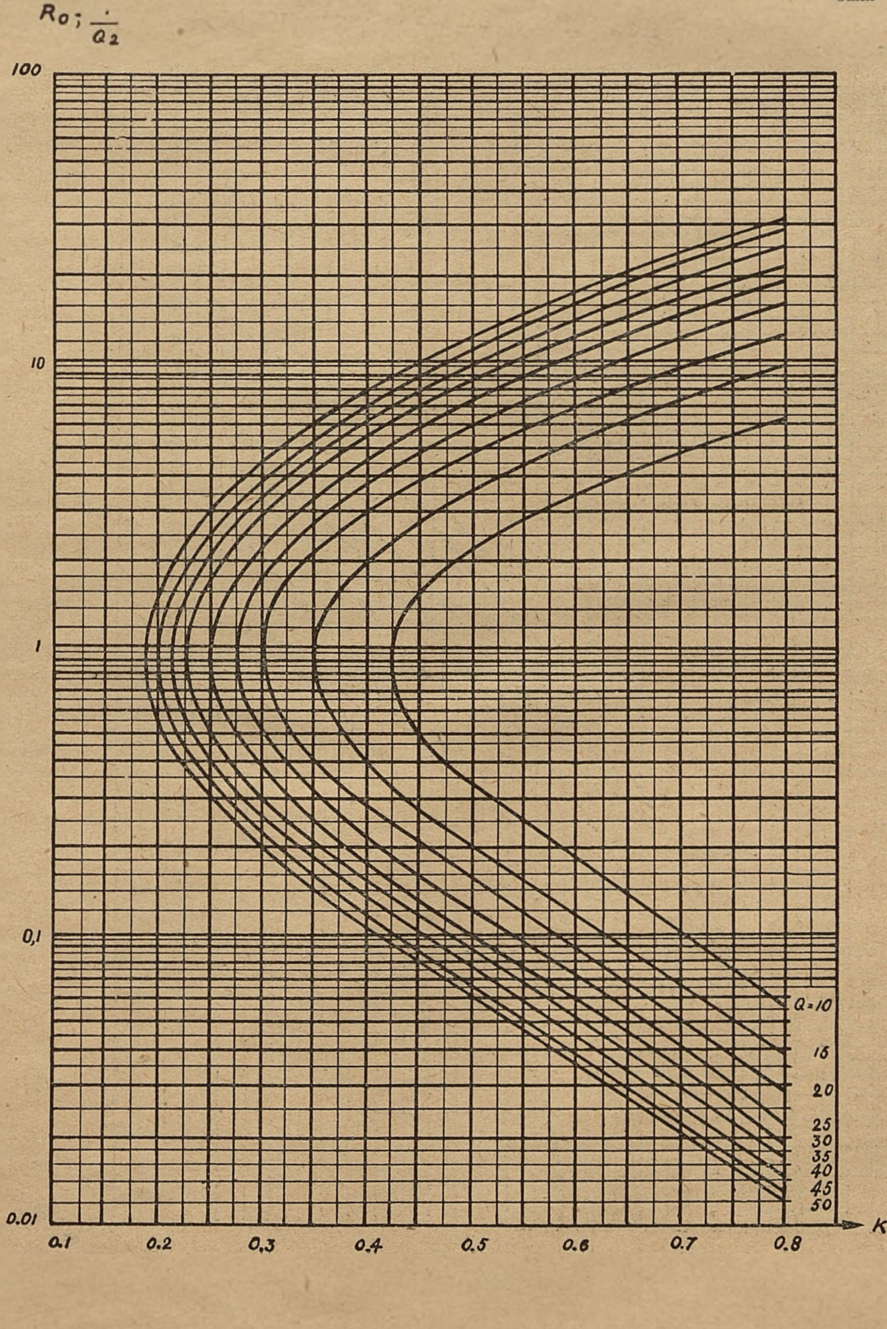
a) Obliczyć ze wzoru (3.2–7) oporność dynamiczną r.

b) Założyć wartość Q dla pewnej częstotliwości, np. dla dolnej częstotliwości zakresu, jaki ma pokryć nadajnik.

c) Obliczyć wartość oporności urojonej w jednej gałęzi obwodu $|X_L| = |X_c| = = \frac{r}{Q}$.

d) Obliczyć wartość $R = \frac{r}{Q^2}$.

e) Z zadanych wartości R_{omx} i R_{omiu} obliczyć stosunek $\frac{R_{omx}}{R_{omin}}$.



Rys. 25.

f) Dla otrzymanego stosunku $\frac{R_{omx}}{R_{omin}}$ i dla obranego Q określić z krzywych 26 wartość k_{mx}.

g) Zdać sobie sprawę, czy w danych warunkach spółczynnik sprzężenia k_{mx} jest osiągalny konstrukcyjnie.

h) Jeżeli określony w p. *f*) spółczynnik sprzężenia k_{mx} jest osiągalny, to z krzywych 25 lub ze wzoru (5.2–8), dla otrzymanego k_{mx} i Q, wybranego w punkcie b, określić R_0. Przy posiłkowaniu się krzywymi z rys. 25 należy odczyt zrobić na górnej połowie rysunku, czyli przy $R_0 > 1$, a przy korzystaniu ze wzoru (5.2–8) należy wziąć znak „+" przed pierwiastkiem i założyć $X_{L_3} = 1\ \Omega$.

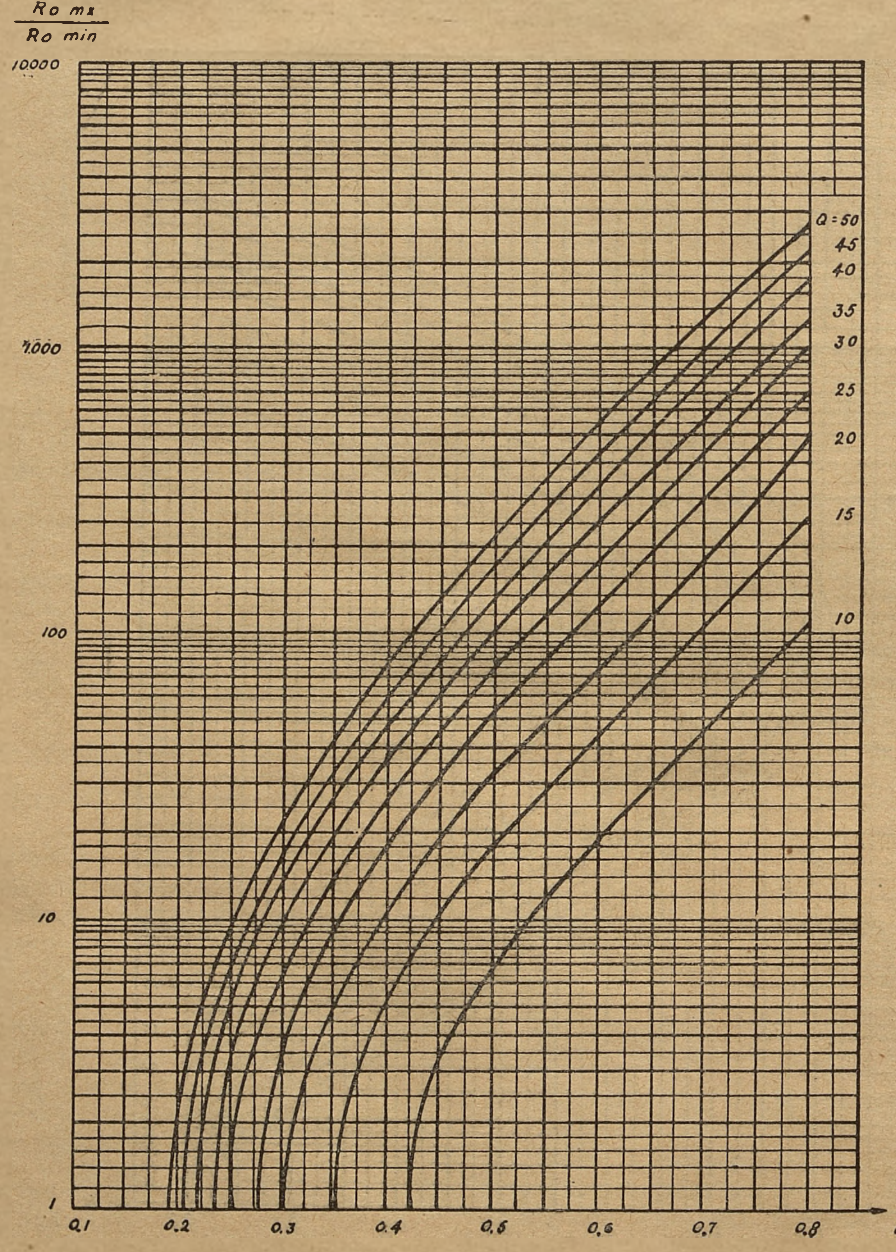
i) Obliczyć wartość X_{L_3} ze wzoru:

$$X_{L_2} = \frac{R_{omx}}{R_0}\ (\Omega) \qquad (5.4-1)$$

j) Określić $X_{L'_2}$ z krzywych 27 lub ze wzoru (5.3–4) dla dwu wartości krańcowych: R_{omx} i R_{omin}.

k) Określić X_{L_1} ze wzoru (5.2–1) dla dwu wartości krańcowych jak w punkcie *j*).

l) Jeżeli znaleziony w punkcie f. spółczynnik sprzężenia k_{mx} jest nieosiągalny konstrukcyjnie, należy założyć nową wartość k_{mx} (realną) i z krzywych rys. 26



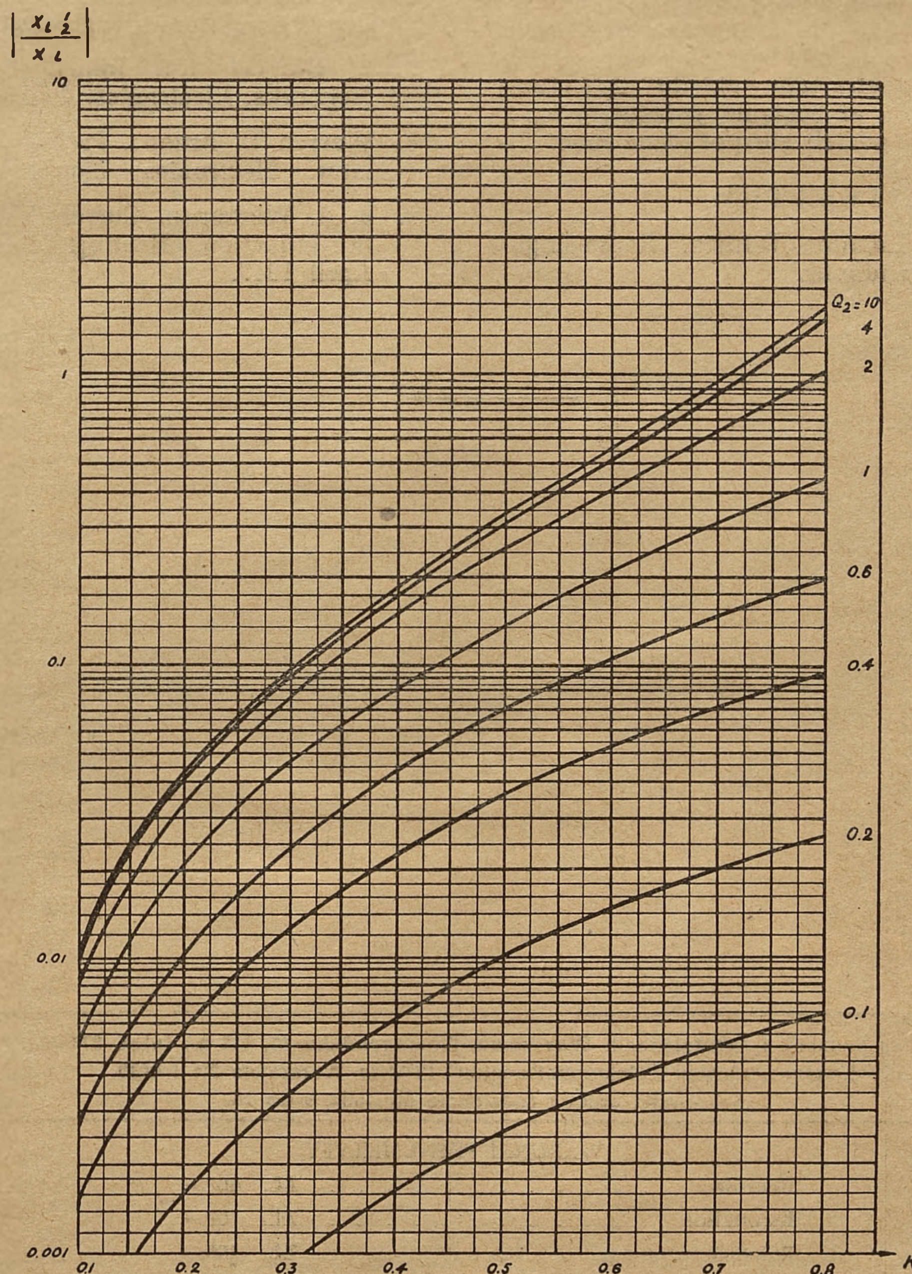
Rys 26.

dla danego stosunku $\frac{R_{omx}}{R_{omin}}$ określić konieczną wartość Q; dla tej nowej wartości Q należy powtórzyć obliczenie wg punktów: c, d, h, i, j, k.

m) Dla innych częstotliwości zakresu obliczenie przeprowadza się w sposób podany powyżej z tym, że spółczynnik przepięcia obwodu obciążonego nie można założyć, ale należy go obliczyć wg wzoru (3.3–1).

5.5. ZAKRES DOPASOWYWANIA UKŁADU *M*. Zakres dopasowywania, jaki można osiągnąć za pomocą układu *M*, jest przedstawiony na rys. 26.

5.6. SPOSÓB POSTĘPOWANIA PRZY EKSPERYMENTALNYM DOPASOWYWANIU ZA POMOCĄ UKŁADU TYPU *M*. W wypadku przeprowadzenia prób dopasowywania za pomocą układu *M* z wariometrem obrotowym wielkości X_L, X_{L_1} i R_0 są stałe, a przez zmianę spółczynnika sprzężenia k zmienia się wartość oporności R wnoszonej do obwodu drgań.



Rys. 27.

Celem zdania sobie sprawy, czy próby należy rozpocząć przy $k = 0$, czy przy $k = k_{mx}$, należy przekształcić zależność (5.2–5) do postaci:

$$R = X_L \cdot Q_2 \cdot \frac{k^2}{1 + Q_2^2 (1 - k^2)} =$$

$$= const. \frac{k^2}{1 + Q_2^2 (1 - k^2)} \qquad (5.6-1)$$

Dla $k = 0$, $R = 0$ i moc wydzielana w oporze obciążenia też równa się zeru. Gdy k rośnie, to rośnie i R, gdyż z rosnącym k rośnie licznik i maleje mianownik we wzorze (5.6–1). Zatem na początku eksperymentowania należy cewki wariometru ustawić prostopadle względem siebie ($k = 0$), a następnie zwiększać stopniowo sprzężenie między cewkami — przy równoczesnym dostrajaniu układu do rezonansu — tak długo, aż zostanie osiągnięty k_{opt}, a w obciążeniu wydzieli się pożądana moc.

6. WYKAZ LITERATUY.

1. Frederic Emmons Terman. Radio Engineers' Handbook.
2. Frederic D. Schottland. Pi Networks as Coupled Tank Circuits. Electronics. August 1944.
3. Sidney Wald. Transmitting Antenna Inductive Coupling Methods. Communications. November 1947.
4. H. A. Brown. Power Amplifier Pi-Network Tank Design. Communications. June 1944.
5. W. L. Everitt. Output Networks for Radio-Frequency Power Amplifiers. P. I. R. E. May 1931.
6. William Littell Everitt. Communication Engineering 1937 drugie wydanie.
7. R. Glover. R-f. Impedance-matching Networks. Electronics. January 1936.
8. Warren B. Bruene. Pi-Network Calculator. Electronics. May 1945.
9. R. A. Whiteman. Current Transformers in Induction Heating. Radio News. April 1947.

Adres Redakcji i Administracji: **Warszawa, Nowogrodzka 45, III p., telef. 871-70.**
Konto: „Przegląd Telekomunikacyjny" PKO w Warszawie Nr I-4430
Sekretariat czynny codziennie od godz. 9 do 14.

WARUNKI PRENUMERATY

Rocznie	**Zł. 400.–**
Kwartalnie	**Zł. 100.–**
Pojedyńczy numer	**Zł. 100.–**

Redaktor: **inż. Henryk Kowalski.** Wydawca: **Sekcja Telekomunikacyjna SEP**
Druk Państwowy Instytut Telekomunikacyjny — Warszawa, ul. Ratuszowa 11. B-62571